radio fernsehen elektronik

4
1980

VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN
INDEX 33 103
ISSN 0033 – 7900
APRILHEFT
29. JAHRGANG
EVP 3,80 MARK

Aufbau und Wirkungsweise von Datensammelsystemen

Tragbarer Zweikanal-Magnetbandspeicher

Einbaumikrofon für Kassettenrecorder

Nachauflagen

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN · Auslieferung durch den Buchhandel

Halbleiterelektronik

Wissensspeicher (Fakten und Zusammenhänge in Form von Tafeln, Diagrammen, Formeln und gestrafften textlichen Erläuterungen). Von Prof. Dr.-Ing. habil. Albrecht Möschwitzer. 3., bearbeitete Auflage. Etwa 260 Seiten, 203 Bilder, 30 Tafeln, Kunstleder, 20,– M, Ausland 25,– M. Bestell-Nr. 552 477 2.

Handbuch Integrierte Schaltkreise

Mit Hinweisen für den praktischen Einsatz. Von Dr. sc. techn. Eberhard Kühn und Dipl.-Ing. Horst Schmied. 2., durchgesehene Auflage. Etwa 380 Seiten, 321 Bilder, 94 Tafeln, Pappband, 32,– M. Bestell-Nr. 552 615 3.

Grundlagen der Digitaltechnik

Eine systematische Einführung. Von Prof. Dipl.-Ing. Erich Leonhardt. 2., unveränderte Auflage. 252 Seiten, 322 Bilder, 112 Tafeln, Broschur, etwa 25,– M. Bestell-Nr. 552 554 8. Lizenzausgabe des C. Hanser Verlag München. Auslieferung nur innerhalb der DDR.

Einführung in die Kristallographie

Lehr- und Standardwerk. Von Prof. Dr. phil. habil. Will Kleber †. 14., durchgesehene Auflage. 392 Seiten, 358 Bilder, 45 Tafeln, 1 Interferenztafel, Kunstleder, 24,80 M. Ausland 32,– M. Bestell-Nr. 552 446 5.

TECHNIK-WÖRTERBÜCHER:

Polytechnisches Wörterbuch

Deutsch–Spanisch. Mit etwa 65 000 Fachbegriffen. Herausgegeben von Karl-H. Radde. 2., durchgesehene Auflage. 812 Seiten, Kunstleder, 50,– M. Bestell-Nr. 552 636 4.

Informationsverarbeitung

Englisch–Deutsch–Französisch–Russisch. Mit etwa 14 000 Fachbegriffen. Zusammengestellt von Erich Bürger. 2., durchgesehene Auflage. 464 Seiten, Kunstleder, 48,– M, Ausland etwa 70,– M. Bestell-Nr. 552 498 3.

Medizintechnik

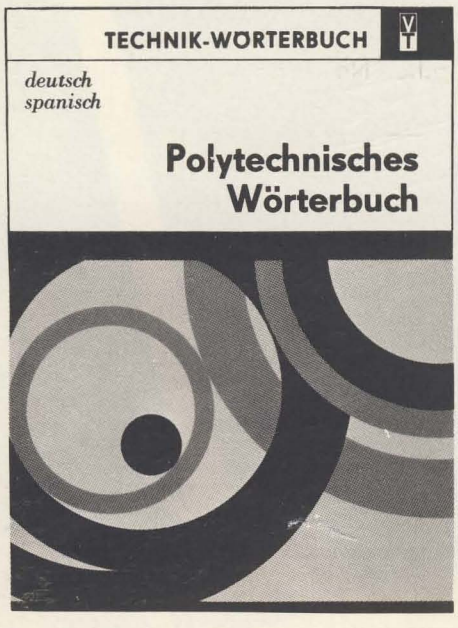
Englisch–Deutsch–Französisch–Russisch–Spanisch–Polnisch–Ungarisch–Slowakisch. Mit etwa 8 000 Fachbegriffen. Herausgegeben von Roald Albert und Harry Hahnewald †. 2., durchgesehene Auflage. 596 Seiten, Kunstleder, 55,– M, Ausland 70,– M. Bestell-Nr. 552 500 3.

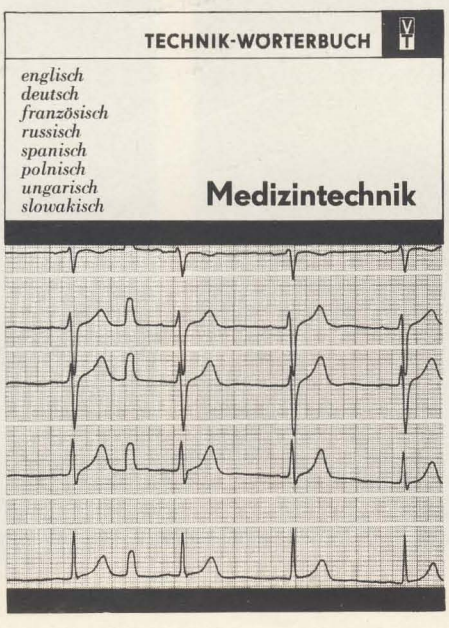
Kleines Wörterbuch der Elektrotechnik · Elektronik

Russisch–Deutsch. Mit etwa 5 500 der wichtigsten Fachbegriffe. Zusammengestellt von einem Autorenkollektiv unter Leitung von Helmut Gross. 2., stark bearbeitete Auflage. 128 Seiten, Karton, 7,– M. Bestell-Nr. 552 761 5. Erscheint in Kürze.

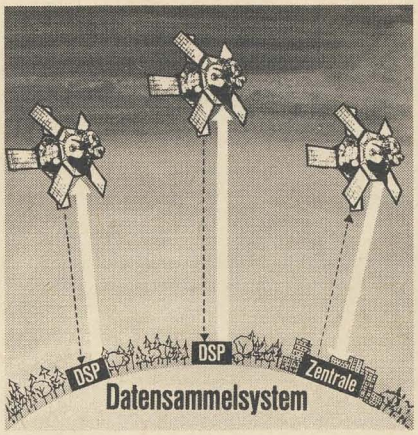
Elektrotechnik · Elektronik

Englisch–Deutsch. Mit etwa 60 000 Fachbegriffen. Herausgegeben von Peter-Klaus Budig. 2., durchgesehene Auflage. 724 Seiten, Kunstleder, 55,– M, Ausland 98,– M. Bestell-Nr. 552 228 3.





Titelbild



Lesen Sie mehr über den Aufbau und die Wirkungsweise von Datensammelsystemen auf S. 207

Grafik: G. Henkel

In diesem Heft

Aufbau und Wirkungsweise von Datensammelsystemen	207
Rechnergestützte Prüfung von Digital-Analog-Wandlern	211
Tragbarer Zweikanal-Magnetbandspeicher	214
Untersuchungen an IS mit Elektronenspiegelmikroskopie und digitaler Bildbearbeitung	217
Wurfweitenmeßsystem	219
Erweiterungsfähige Mikrorechnergrundstufe	221
PROM-Programmiergerät	225
Einrichtung zur thermoplastischen Bildaufzeichnung	228
MODERNE STROMVERSORGUNGSTECHNIK 4	231
HALBLEITERINFORMATIONEN	235
FÜR DEN SERVICE	239
Das Farbfernsehsystem PAL, Teil 4	243
Teilautomatisierte Messung und Kontrolle der Betriebsparameter von Magnettonbändern	246
Dekoder für Siebensegmentausgaben	249
Schwellwertschalter mit Schalthysterese	251
Mikrooptische Komponenten der optischen Nachrichtenübertragung	252
Einbaumikrofon für Kassettenrecorder	253
Vorsicht beim Eigenbau von Fernseh-Ortsversorgungsanlagen	254
Spannungs-Frequenz-Wandler	257
Digitaler Rauschgenerator in TTL-Technik	260
Ruhestromfreier Signalgenerator	261
Handbuch der Magnetbandspeichertechnik	263
Erweiterte Informationsübertragung	264

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem...

- 220-ps-Abtastschaltung mit großem Dynamikbereich
- Integrierte Zeitsteuerschaltung E 355 D
- Integrierter I^2L-Teiler E 350 D
- Universeller Sensorschaltkreis U 705 D
- Serielle Datenübertragung im Mikrorechnersystem K 1510
- Anwendung negativer Widerstände in der Verstärkertechnik
- Fotoelektrische Blitzauslösung

СОДЕРЖАНИЕ

Построение и принцип действия систем сбора данных 207

Проверка цифровых-аналоговых преобразователей с помощью эвм 211

Портативное двухканальное запоминающее устройство на магнитной ленте 214

Исследования ИС с помощью электронной зеркальной микроскопии и цифровой обработки изображения 217

Система измерения дальности метания 219

Расширяемая микро-эвм 221

Прибор для программирования ППЗУ 225

Термопластическая запись изображения 228

Современная техника питания 4 231

Информации о полупроводниках 235

Для сервиса 239

Система цветного телевидения PAL, ч. 4-я 243

Полуавтоматическое измерение и контроль эксплуатационных параметров магнитных лент для записи звука 246

Декодр для выхода на семь сегментов 249

Пороговый переключатель с гистерезисом 251

Микрооптические составляющие оптической передачи сигналов 252

Встроенный микрофон для кассетных магнитофонов 253

Осторожно при самодельном построении местных телевизионных устройств 254

Преобразователь напряжение-частота 257

Цифровой полосовой генератор в технике ТТЛ 260

Генератор сигналов без тока покоя 261

Справочник техники магнитной записи 263

Раширенная передача информации 264

OBSAH

Konstrukce a činnost systémů pro sběr dat 207

Zkoušení číslicově-analogových převodníků pomocí počítače 211

Přenosná dvoukanálová paměť s magnetickým páskem 214

Výzkum integrovaných obvodů elektronovou zrcadlovou mikroskopii a digitálním zpracováním obrazu 217

Systém pro měření délky hodu 219

Rozšiřitelný základní stupeň mikropočítače 221

Zařízení pro programování pamětí PROM 225

Termoplastický záznam obrazu 228

Moderní napájecí zdroje 4 231

Informace o polovodičových součástkách 235

Pro servis 239

Systém barevné televize PAL, díl 4 243

Poloautomatické měření a kontrola provozních hodnot magnetofonových pásků 246

Dekódér pro sedmisegmentové výstupy 249

Prahový spínač s hysterezí 251

Mikrooptické součástky pro optický přenos zpráv 252

Vestavěný mikrofon pro kazetové magnetofony 253

Pozor při amatérské stavbě zařízení pro místní zásobování televizním signálem 254

Převcdník napětí-kmitočet 257

Digitální generátor šumu s obvody TTL 260

Signální generátor s potlačeným klidovým proudem 261

Příručka pro paměti s magnetickým paskem 263

Rozšířený přenos informací 264

IN THIS ISSUE

Construction and mode of action of data collecting systems 207

Computer-aided testing of digital-to-analogue converters 211

Portable two-channel magnetic tape store 214

Investigations at integrated circuits with electron mirror microscopy and digital picture processing 217

Throw length measuring system 219

Extensible microcomputer initial stage 221

PROM programming unit 225

Equipment for the thermoplastic display 228

Power supply technique 4 231

Semiconductor information 235

Service information 239

The PAL television system, part 4 243

Semiautomatic measurement and check of the operating parameters of magnetic tapes 246

Decoder for seven-segment outputs 249

Threshold switch with switching hysteresis 251

Microoptical components of the optical communications 252

Built-in microphone for cassette tape recorders 253

Take care if you build for yourself television local supply installations 254

Voltage-to-frequency converter 257

Digital Van de Graaff generator in transistor-transistor logic technique 260

Closed circuit-free signal generator 261

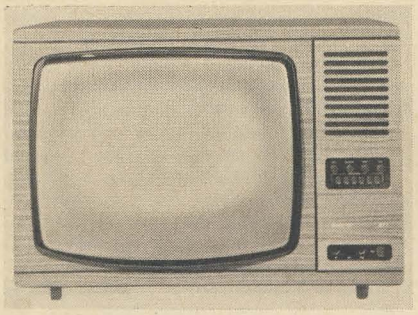
Manual of magnetic tape storage technique 263

Extended information transmission 264

Neu im Handel

Farbfernsehempfänger Chromat 2366, 2367

Als Variante des seit längerer Zeit im Handel befindlichen Chromat 2062 wird vom VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt der Farbfernsehempfänger Chromat 2366 als SECAM/PAL-Ausführung sowie unter der Bezeichnung Chromat 2367 als SECAM-Ausführung bereitgestellt. Diese Modelle unterscheiden sich von anderen Chromat-Geräten durch eine modernere Gehäusegestaltung in Softline, verändertem Bedienteil, frontseitig angeordnete Anschlüsse für MTG (Aufnahme) und Kopfhörer sowie Einsatz eines größeren Breitbandlautsprechers.



In der SECAM/PAL-Ausführung wird der MCA-Dekoder mit elektronischer Farbumschaltung eingesetzt. Die Abmessungen des Gerätes betragen 750 mm × 520 mm × 520 mm.

Stereokopfhörer DK 78

Bei dieser Neuentwicklung des VEB Funktechnik Leipzig handelt es sich um einen offenen dynamischen Stereokopfhörer unter Verwendung eines neuen Wandlersystems.

Foto: Krause

Offene dynamische Kopfhörer eignen sich besonders gut zum Abhören von kopfbezogenen Stereosendungen (Kunstkopfstereofonie) und nehmen im internationalen Maßstab bereits einen breiten Raum ein.
Mit dem DK 78 wird nunmehr auch in der DDR ein formschöner und hochwertiger offener dynamischer Stereokopfhörer angeboten. Der DK 78 wird wahlweise mit zwei Spezialbuchsensteckern für Stereogeräte ohne Kopfhöreranschluß bzw. für An- und Umschalteinheit oder mit fünfpoligem Stecker DKAV 05 (Würfelstecker) geliefert. Der Kopfbügel und die Ohrmuscheln sind gepolstert.

Technische Daten

Wandlerprinzip	elektrodynamischer Wandler
Nennscheinwiderstand	400 Ω ± 30 % je Kanal bei 1 kHz
Anzahl der Kanäle	2
Betriebsleistung	≈ 5 mW bei 94 dB Nennschalldruckpegel
Wiedergabefrequenzbereich, gemessen an 6-cm³-Kuppler	50 Hz...12,5 kHz mit +3 dB/—8 dB im Bereich 50...100 Hz +8 dB/—4 dB im Bereich 100 Hz...3 kHz +1 dB/—8 dB im Bereich 3...12,5 kHz
Unterschied zwischen den Übertragungs-Kurven der einzelnen Hörer	3 dB im Bereich 250...8 000 Hz
Nennbelastbarkeit	110 mW
Klirrfaktor	≤ 1 % im Bereich 100 bis 2 000 Hz bei 94 dB
Andruckkraft	≈ 3,5 N
Länge der Anschlußleitung	3,5 m
Masse	≈ 230 g

Medizinelektronik

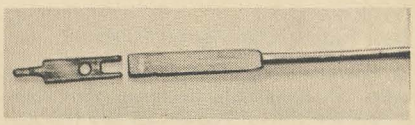
● Für kinetische Untersuchungen am lebenden Herzen ist es notwendig, die Bewegungen der Herzmuskeln und der Herzwände quantitativ zu erfassen. Hierzu dient ein direkt implantierter Beschleunigungsmesser, der eine Masse von 20 mg und Abmessungen von 2 mm × 3 mm mal 0,6 mm aufweist. Der Sensor besteht aus zwei Glasfolien, in denen sich ein 15 µm dickes Siliziumblättchen befindet. In ihm ist ein feiner Spalt so durchgeätzt, daß eine paddelförmige, von einem Steg freigetragene Fläche entsteht. In die Stegoberfläche ist ein Widerstand von etwa 7 500 Ω eindiffundiert, dessen Wert sich ähnlich wie ein Dehnungsmeßstreifen proportional zur Stegbiegung ändert.

● Durch die Querschnitts-Echokardiografie mit elektronischer Sektorenabtastung erhält man in der Medizin eine Echtzeit-Bilddarstellung als zweidimensionales Bild. Bei der elektronischen Sektorenabtastung wird eine Ultraschallwandleranordnung über Verzögerungselemente so angesteuert, daß den einzelnen Wandlern unterschiedliche Verzögerungszeiten zugeordnet sind. Auf diese Weise entsteht ein fächerförmiger Ultraschallstrahl, dessen Wellenfronten in einem bestimmten Ablenkwinkel übereinstimmen. Die Sektorenabtastung wird dadurch möglich, daß die Verzögerungszeiten nacheinander verändert werden. Die Verzögerungszeiten liegen in der Größenordnung von mehreren Nanosekunden bis zu mehreren Mikrosekunden. Auf diese Weise ändert sich der Winkel zwischen 0° und etwa 40°. Die elektronische Sektorenabtastung eignet sich besonders für Ultraschallbildsysteme für die Herzdiagnose, dabei wird eine hohe Auflösung erzielt.

● Mit Autocuer wird ein Gerät mit Mikroprozessor bezeichnet, das gesprochene Worte symbolisch für Taubstumme analysiert und anzeigt. Das Gerät sowie die Anzeige sollen nach Electronics 52 (1979) H. 23, S. 46, 48, nach entsprechender Zielstellung dabei in einer Brille Platz finden. Die von der Anzeigeeinrichtung (zwei Siebensegment-LED-Anzeigen) wiedergegebenen Symbole stellen Sprechsilben dar. Die Leuchtanzeigen befinden sich in einem Bogen der Brillengläser. Über ein optisches System werden die von den Leuchtdioden dargestellten Symbole in einer Entfernung von etwa 1,2 m vom Brillenträger fokussiert, wo sie zusammen mit den Lippenbewegungen des Sprechers erkannt werden können. Das Gerät soll die Verständlichkeit auf 90 % erhöhen.

Materialökonomie und Automatisierungsgrad – Begriffe, die zusammengehören

Wo gedruckte Schaltungen hergestellt werden, benötigt man auch Stecklötösen. Sie dienen als Lötstützpunkte auf den Leiterplatten, an denen von Hand Bauelemente und auch Drähte angelötet werden. Diese Stecklötösen sind Standardteile und werden versilbert oder verzinnt verwendet. Es besteht die Forderung, sie automatisch auf den Leiterplatten zu montieren.
Im VEB Funkwerk Köpenick kam man auf den Gedanken, die aus Blech geschnittene Lötöse nach dem Ausschneiden gleich in die Leiterplatte zu drücken. Es wurde eine Einrichtung



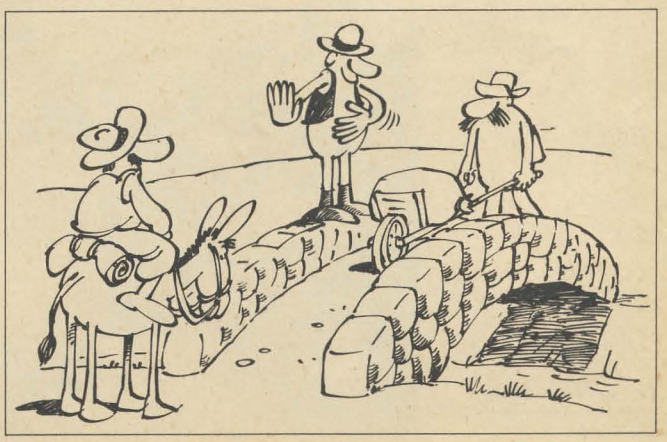
Lötöse aus Draht hergestellt **Werkfoto**

mit einem Werkzeug entwickelt, das je Hub aus verzinntem Kupferdraht eine Lötöse quetscht, die entsprechende Innen- und Außenkontur schneidet und gleichzeitig die fertige Lötöse in die Leiterplatte eindrückt. Dieses Verfahren arbeitet fast abfallos. Der Draht wird von einer Rolle kontinuierlich der Einrichtung zugeführt und braucht erst nach einigen Millionen verarbeiteter Lötösen neu eingelegt zu werden.
Das Verfahren bietet folgende Vorteile:

- minimaler Materialeinsatz durch fast abfallloses Schneiden
- kein Magazinieren von Lötösen, demzufolge sehr automatisierungsfreundlich
- kein Berühren der Lötösen mit den Händen und somit bessere Lötfähigkeit.

Die Gesamteinrichtung arbeitet mit Druckluft und wird pneumatisch gesteuert.
Die Laborversuche sind abgeschlossen, so daß die Einrichtung demnächst zur Erprobung in der Produktion eingesetzt wird.

Ing. Joachim Köhler



Brückengleichrichter
Zeichnung: Moese

Statistik der Rundfunk- und Fernsehteilnehmer der DDR

Bezirksdirektion der Deutschen Post	Rundfunkteilnehmer insgesamt[1])	davon Fernsehteilnehmer[1])	davon Fernsehteilnehmer I. und II. Programm[1])
Rostock	308,0	275,5	197,1
Schwerin	201,9	186,6	163,1
Neubrandenburg	208,2	186,2	63,1
Potsdam	411,1	374,3	293,3
Frankfurt/Oder	258,5	227,3	163,3
Cottbus	312,2	270,6	147,2
Magdeburg	482,2	445,7	343,4
Halle	697,4	636,1	415,8
Erfurt	456,5	408,9	239,2
Gera	277,0	242,7	126,7
Suhl	194,0	172,1	89,0
Dresden	723,7	603,9	299,9
Leipzig	554,3	496,9	312,6
Karl-Marx-Stadt	777,1	676,7	335,7
Berlin	470,4	410,1	326,2
	6 332,4	5 613,5	3 515,6
	(+19,7)	(+21,3)	(+50,2)

Geringfügige Differenzen ergeben sich aus Auf- bzw. Abrundungen der Dezimalstellen.

[1]) in Tausend

Drei Tagungen in der VR Polen

● Vom 2. bis 5. September 1980 findet in Warschau die **Europäische Konferenz über Schaltkreistheorie und -entwurf für das Jahr 1980** statt. Folgende Themen werden in speziellen Ausschüssen behandelt:

- Fortschritte bei Digitalfiltern
- Moderne Computeranwendung beim Entwurf von Schaltkreisen
- Aktuelle Layout-Probleme
- Filter mit Schaltkondensatoren
- Schaltkreise für akustische Oberflächenwellen
- Fortschritte bei Entwürfen aktiver Filter
- Computermodellierung nichtlinearer Schaltkreise
- Toleranzanalyse und Fehlersuche.

Die Adresse des Konferenzsekretariats lautet: Prof. T. Morawski, Politechnika Warszwaska, Wydiał Elektroniki, ul. Nowowiegska 15/19, 00-665 Warschau, VR Polen.

● Die **10. Europäische Mikrowellenkonferenz** wird vom 8. bis 12. September 1980 in Warschau durchgeführt. Auf der Tagesordnung stehen folgende Themen:

- Einzelantennen und Antennenanordnungen
- Nachrichtensysteme, einschließlich terrestrische und Satellitenverbindungen
- FET-Geräte und -Schaltkreise
- Industrielle Anwendungen von Mikrowellen
- Aktive Mikrowellenschaltungen
- Mikrowellenfilter und Multiplexer
- Integrierte Schaltkreise für Mikrowellen, einschließlich neuer Technologien für Übertragungsleitungen
- Baumaterialien für Mikrowellen
- Mikrowellentechnik für Radar, Fernmessungen und Radio-Astronomie
- Bauelemente und Schaltkreise für Millimeterwellen
- Mischer
- Passive Bauelemente, Ferrite und akustische Geräte
- Digitaltechnik im Subnanosekundenbereich.

Weitere Informationen sind erhältlich vom Büro des Vorsitzenden der Konferenz, Prof. Andrzej Sowiński, Industrial Institute of Electronics, ul. Długa 44/50, 00-241 Warschau, VR Polen.

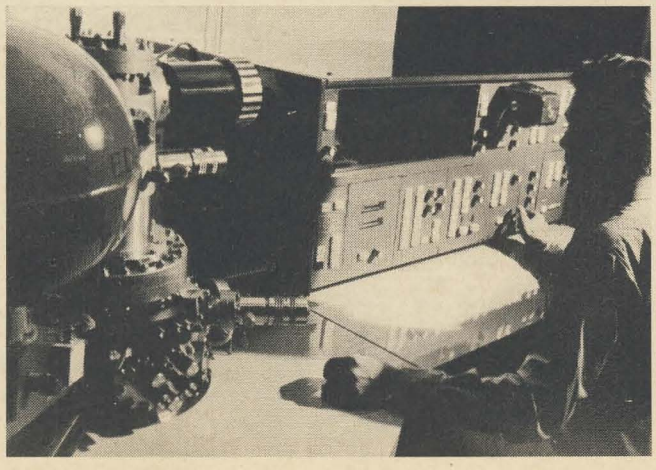
● Das **5. Internationale Wrocław Symposium über Elektromagnetische Kompatibilität (EMC)** findet vom 17. bis 19. September 1980 in Wrocław statt. Vorgesehen sind u. a. folgende Themen:

- Die Voraussage von Hochfrequenzinterferenzeffekten in Geräten und Systemen
- Elektromagnetische Felder, Antennen und -Ausbreitung
- EMC und Kabelverbindungen
- Rechnergestützte Spektrum-Kontrolle
- Immunität und Anfälligkeit
- Gewitter und EMC
- Rechnergestützte Frequenzüberwachung und Peilung
- Nationale und internationale Zusammenarbeit bei EMC-Anordnungen, Abgrenzungen Standards und Vorschriften
- Schädliche Wirkungen der Hochfrequenzenergie
- Abschirmen und Filtern
- Mathematische und Rechnermodelle in EMC-Untersuchungen
- Meßmethoden und geeignete Geräteauswahl
- Die Planung von Radiosystemen.

Symposium-Sekretariat: W. Moroń, EMC Symposium, Box 2141, 51-645 Wrocław 12, VR Polen. Weitere Informationen über die drei Tagungen sind ebenfalls von Stowarzyszenie Elektryków Polskich, ul. Czackiego 3/5, 00-043 Warschau 1, VR Polen, erhältlich.

Feldemissions-Rasterelektronenmikroskop BS 350

Tesla Brno stellte auf der 21. Maschinenbaumesse in Brno das Feldemissions-Rasterelektronenmikroskop BS 350 vor. Mit seiner Hilfe können Präparate mit einer Vergrößerung von 10^2 bis 10^6 dargestellt werden. Die Auflösung beträgt maximal 5 nm. Das Präparat befindet sich in einer hochevakuierten Präparatkammer, die einen Manipulator, einen Elektronen-Szintillationsdetektor, einen Auger-Elektronenanalysator, eine Ionenquelle für die Reinigung des Präparates und Anschlüsse für den Röntgenanalysator sowie weitere Detektoren enthält. Präparatgrößen: maximale Höhe 6 mm bei 18 mm ∅ und maximale Höhe 2 mm bei 25 mm ∅.



Feldemissions-Rasterelektronenmikroskop Werkfoto

▼ **Elektrische Kontakte – Werkstoffe, Einsatzbedingungen, Zuverlässigkeit.** In diesem Buch aus dem VEB Verlag Technik von Prof. Herbert Höft werden neben den Grundwerkstoffen und den Legierungen auch die Schichtstrukturen an veredelten Kontaktstücken beschrieben. Außerdem gibt der Autor Hinweise für die zweckmäßige technisch-ökonomische Zuordnung dieser Werkstoffe entsprechend den Einsatzbedingungen der Kontakte. Der Aspekt der Zuverlässigkeit mit den vielen Einflußparametern wird eingehend analysiert. 136 Seiten, 79 Bilder, 34 Tafeln, 10,– Mark. Bestellnummer 552 726 0.

▼ **Das Aufsuchen einer bestimmten Bandstelle in einer Tonbandkassette** (Bandstellenkennung) ist mit einem Verfahren möglich, bei dem jede später wiederzufindende Bandstelle mit einer „magnetischen Zahl" markiert wird. Diese magnetischen Zahlen werden auf denselben Spuren wie das Tonsignal aufgenommen. Sie bestehen aus einer Reihe von sinusförmigen Bursts. Jede Zahl wird durch eine Digitalzahl mit sieben Stellen kodiert. Auf diese Weise erhält man 128 Kombinationsmöglichkeiten. Da das Tonsignal nicht beeinflußt werden und die Impulse unhörbar sein sollen, wird eine Impulsfrequenz von 5 Hz gewählt. Die Bursts werden mit dem normalen Tonkopf auf das Band aufgezeichnet. Zum Auslesen sind jedoch spezielle Leseköpfe notwendig, die nicht die zeitliche Änderung des Magnetfeldes registrieren sondern das Feld selbst. Sie beruhen auf dem Magneto-Widerstandsprinzip. Auf diese Weise lassen sich das abschnittsweise Abspielen, das programmierte Wiederholen und die Wiedergabe einer frei wählbaren Sequenz von Musikstücken auf dem Tonband realisieren. Dieser Suchlauf wird mit einem Mikroprozessor gesteuert.

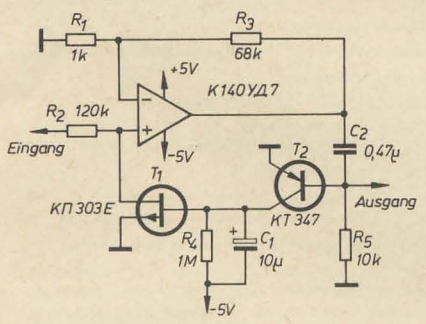
▼ Eine Neuerung auf dem Gebiet der **HiFi-Kopfhörer** ist ein elektrostatisch-dynamisches Wandlersystem, das also in einem einzigen Kopfhörer zwei Wandlersysteme vereint. Im Frequenzbereich von 16...4 000 Hz arbeitet das dynamische System, ab etwa 4 000 Hz...25 kHz das elektrostatische System. Der Kopfhörer hat zusätzliche Membranen im Bereich über 200 Hz als offener und darunter als geschlossener Hörer. Damit werden neue Möglichkeiten eröffnet, die Wiedergabe über Kopfhörer zu verbessern.

▼ Ein neuer **kontaktloser Temperatursensor** enthält $LiTaO_3$ als Sensormaterial in einer neuartigen Struktur, die sich einfach und billig herstellen läßt. Der Dünnfilm, der die Infrarotstrahlung aufnimmt, befindet sich auf einer Trägerplatte mit einer bestimmten elektrischen Leitfähigkeit, so daß eine Zweischichtstruktur entsteht. Der Meßtemperaturbereich liegt zwischen 80 °C und 1 500 °C (Wellenlängenbereich von 2...15 μm). Die Meßzeit beträgt nur 2...3 s, während die Messung bei Kontaktsensoren bis zu drei Minuten dauert.

▼ Eine einfachere und genauere Spektralanalyse ist mit einer neuen **Magnetfeldlampe** möglich. Bei einer Vorstufe dieses neuen Verfahrens wird eine Glimmentladungslampe als neuartige Lichtquelle verwendet. In dieser Lampe bildet die metallische Probe die Katode. Der Hohlraum zwischen Anode und Katode ist mit einem Edelgas gefüllt. Beim Anlegen einer Spannung setzt eine Glimmentladung ein, die zu einem intensiven Abbau der Katode durch Ionenbeschuß, d. h. zur Katodenzerstäubung führt. Das leuchtende Plasma (das Glimmlicht) wird spektroskopisch ausgewertet. Da bei der Katodenzerstäubung keine Schmelzvorgänge auftreten, ergibt sich nur eine kaum nachweisbare Hintergrundstrahlung. Eine weitere Verbesserung der Glimmentladungslampe konnte durch den Einsatz eines starken Dauermagnetwerkstoffes erzielt werden. Entsprechend geformte Dauermagnete halten die Elektronen länger im Plasmaraum. Dadurch steigt bei gleichen Betriebsbedingungen die Quantenausbeute an. Mit der neuen Magnetfeldlampe kann der Meßfehler auf 0,3 % verringert werden.

▼ Durch die **fotochemische anodische Oxydationsätzung** konnte eines der bisher wesentlichsten Probleme auf dem Weg zur Herstellung von GaAs-IS gelöst werden. Die Herstellung von GaAs-Schaltungen erfordert nicht nur eine sehr dünne Halbleiterschicht (0,1 μm und weniger), sondern auch eine Genauigkeit von mindestens 0,01 μm. Diese Anforderungen werden durch die neue Technologie erfüllt. Dazu wird in einem Elektrolyt der Wafer zunächst unter dem Einfluß von Licht oxydiert, anschließend wird die Oxidschicht abgeätzt. Die sich ergebende Dicke kann so im Bereich von 0,05 bis 0,3 μm exakt gesteuert werden, indem man die Lichtintensität verändert. Die einzelnen Bauelemente auf dem Wafer werden sehr gleichmäßig, da der Herstellungsprozeß in gewisser Hinsicht selbstregelnd ist.

▼ Unser Bild aus Radio (1979) H. 3, S. 60, zeigt eine Schaltung zur **automatischen Verstärkungsregelung mit sehr großem Regelumfang.** Die Ausgangsspannung bleibt für Eingangsspannungen zwischen 20 mV und 20 V konstant, d. h., das Eingangssignal kann größer als die Betriebsspannung sein. Der FET wirkt als spannungsgesteuerter Widerstand und regelt die Verstärkung der Schaltung folgendermaßen: Die Ausgangsspannung gelangt über C_2 auf die Basis von T_2 und öffnet diesen, wodurch C_1 geladen wird. Die Spannung über C_1 bestimmt



den Kanalwiderstand des FET, der im Rahmen seiner Änderung zwischen 120 Ω und 100 kΩ das maximale Signal am Eingang des Operationsverstärkers auf 25 mV festhält. Entsprechende Bauelemente zur Frequenzgangkorrektur des Operationsverstärkers sind in der Schaltung zu ergänzen. Beim Fehlen eines Eingangssignals wird die Abschaltzeitkonstante durch C_1 und R_4 bestimmt. Die Zeit bis zur Einstellung der entsprechenden Signalamplitude nach Anlegen eines Eingangssignals hängt vom Kollektorstrom durch T_2 und von C_1 ab und beträgt 1...2 ms.

▼ **Dünnfilmthermistoren** gestatten den Aufbau von Wärmedetektoren für vielseitige Einsatzmöglichkeiten. Der Wärmedetektor wandelt die einfallende Wärmestrahlung (Infrarotstrahlung) in einen Temperaturanstieg um. Bei Verwendung eines Thermistorbolometers hat dieser Temperaturanstieg eine Widerstandsveränderung zur Folge. Als günstig bei der Lösung der Aufgabe hat sich ein Dünnfilmaufbau erwiesen, wobei mit der Dünnfilmtechnologie die Zusammensetzung des Thermistormaterials genau gesteuert werden kann. Der Dünnfilmthermistor besteht aus Nickel, Kobalt, Mangan, Kupfer und Eisen in einer bestimmten Zusammensetzung. Diese Materialien werden auf das Substrat aufgedampft und anschließend zu Oxiden oxydiert. Danach wird die Schicht geschwärzt. Auf diese Weise erhält man einen Thermistor, der zwei- bis dreimal empfindlicher als bisherige Chipthermistoren ist. Beim praktischen Einsatz des Thermistors, z. B. zur Ermittlung des CO- und Kohlenwasserstoffgehaltes von Abgasen, hat sich eine Meßanordnung als günstig erwiesen, bei der der Strahl einer Infrarotquelle in zwei Teilstrahlen aufgespalten, durch eine Scheibe mit einer Unterbrecherfrequenz von 5 Hz zerhackt und auf den Thermistor geführt wird. Ein Teilstrahl wirkt als Referenzstrahl, der andere durchläuft eine Kammer, die auch die zu erfassenden Abgase enthält, und wird durch die Gasanteile geschwächt. Beide Strahlen werden über optische Filter auf den Thermistor geführt. Die Filter werden entsprechend der zu erfassenden Wellenlänge ausgewählt. Der Thermistor bildet die Summe beider Teilstrahlen, die in Abhängigkeit von der Gaskonzentration geringer werden kann. Er befindet sich in einer Brückenschaltung, über die das Meßsignal erfaßt und weiterverarbeitet wird.

▼ Eine **neue Lichtleitfaser** weist bei einer Wellenlänge von 1,20 μm eine Dämpfung von 0,54 dB/km auf, die bei einer Wellenlänge von 1,55 μm sogar auf 0,31 dB/km absinkt. Diese geringen Dämpfungswerte ließen sich durch eine Verringerung der Verunreinigungen in der Faser auf $0{,}2 \cdot 10^{-6}$ sowie durch eine sorgfältige Auswahl des Dotiermaterials erzielen. Der Kerndurchmesser der Faser beträgt 50 μm, der Manteldurchmesser 125 μm. Mit beiden Abmessungen werden internationale Standardvorschläge eingehalten. Mit Hilfe der neuen Gradientenfaser lassen sich Verstärkerabstände von 100 km realisieren.

▼ Mit einem neuen Verfahren zur Herstellung epitaxialer GaAs-FET-Wafer läßt sich die **UHF-Signalverarbeitung in Fernsehempfängern** und anderen Geräten verbessern. Derartige Bauelemente zeigen ein besonders günstiges Rauschverhalten. Bisher war es schwierig, bei der Fertigung die Größe des Drain-Sättigungsstromes zu steuern, der proportional dem Produkt aus Dotierkonzentration und Dicke der expitaxialen Schicht ist. Zur genauen Steuerung dieses Produkts wird bei der Fertigung eine gesteuerte Beleuchtung des Wafers während der anodischen Oxydation angewendet. Durch das Licht bildet sich eine Ladungsverarmungsschicht, wobei das Produkt aus Dotierkonzentration und Dicke der Epitaxialschicht konstant bleibt. Die Verarmungsschicht schützt den Teil der Epitaxieschicht, in dem das Bauelement während der Oxydation gebildet wird. Damit ergibt sich ein einheitlicher Drain-Sättigungsstrom für alle Feldeffekttransistoren auf dem Wafer.

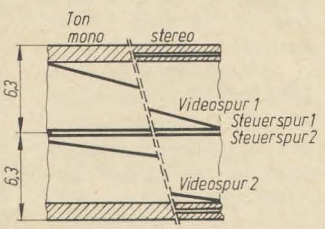
▼ Äußerst kleine und feine Metallteilchen bilden die Voraussetzung zur **Herstellung von Magnetbändern** (Metallbänder) mit hervorragenden Speichereigenschaften, wobei Magnetflußdichte und Koerzitivkraft gegenüber Eisenoxid- und Chromdioxid-Bändern wesentlich verbessert werden können. Zur Herstellung der kleinen Metallteilchen eignet sich die Gasniederschlagsmethode, die eine Teilchengröße von 0,01 bis 0,1 μm gestattet. Der Sinterprozeß wird bei Temperaturen von 200...400 °C durchgeführt. Bei einer Eisen-Kobalt-Legierung ließen sich durchschnittliche Teilchengrößen von 0,02 μm und eine Koerzitivkraft von 160 000 A/m realisieren. Die entsprechenden Werte für eine Eisen-Nikkel-Legierung lauten 0,03 μm bzw. 104 000 A/m.

▼ Interessante Perspektiven weist die **integrierte Elektronik im Bereich höchster Frequenzen** (0,1...100 GHz) auf. Dabei werden die bisher üblichen Arten des Aufbaus digitaler IS nicht mehr beibehalten werden können. Es sind vielmehr Wege zu beschreiten, die physikalische Erscheinungen (Wellenprozesse in Dünnfilmstrukturen) im Bereich dieser Frequenzen nutzen (akustische Wellen in Piezoelektrika, Spinwellen in Ferromagnetika, Ladungsträgerwellen im Halbleiterplasma, elektromagnetische Wellen in Seignettoelektrika) und auch neue konstruktiv-technologische Lösungen eröffnen. Für passive LC-Elemente sind sowohl offene bzw. kurzgeschlossene Mikrostripstrukturen als auch Dünnfilmrealisierungen anwendbar. Bei den letztgenannten bestanden gegen eine Anwendung in niedrigen Frequenzbereichen (analoge IS) stets Bedenken wegen zu hohen Platzbedarfs, der aber auf Grund der geringen benötigten Nennwerte bei den genannten Frequenzen wesentlich absinkt und daher eine Anwendung ermöglicht. Als aktive Elemente wurden vor allem verschiedene Diodenarten eingesetzt, aber auch UHF-Transistoren, bei deren Entwicklung in letzter Zeit gute Erfolge erzielt wurden. Untersuchungen der Wellenprozesse zeigten, daß befriedigende Lösungen nur im engen Wechselspiel zwischen rechnerisch-theoretischen und konstruktiv-technologischen Problemen zu erreichen sind. Der schnelle Fortschritt der modernen Technologie auf Gebieten der molekularen, der Elektro-Ionen- und der Laserbearbeitung fester Körper und epitaxiale Methoden der Herstellung von Mehrschicht-Heterostrukturen versprechen für die nächste Zukunft größere Fortschritte auf dem Gebiet der UHF-IS.

▼ Einen neuen **Stereokofferempfänger Leningrad – 010 – Stereo** bringt die UdSSR-Konsumgüterindustrie auf den Markt. Er umfaßt die Wellenbereiche UKW, MW 1, MW 2 sowie 5 × KW. Der Empfänger hat in allen Bereichen eine außerordentlich hohe Empfindlichkeit, die durch zwei Ferritantennen, FET-Stufen, Balancemischer u. a. erreicht wurde. Die drei verschiedenen Skalengruppen sind jeweils mit einer eigenen Abstimmung gekoppelt. Eine Stummabstimmschaltung wirkt in allen Bereichen. AFC wurde nicht nur für UKW, sondern auch für KW 2 bis KW 5 vorgesehen. Zeigerinstrumente informieren über Abstimmung, Feldstärke und Batteriespannung. Bei Monoempfang ist durch entsprechende Umschaltung der NF-Verstärker eine Pseudostereowiedergabe möglich. An den Empfänger sind Außenantennen, Magnetbandgerät, Plattenspieler und Kopfhörer anschließbar. Die getrennt am Empfänger befestigten Boxen können leicht abgenommen und getrennt aufgestellt werden.

NF-Frequenzgang (bei FM)	80...12 500 Hz
max. Ausgangsleistung bei Netzbetrieb	2 × 4 W
Leistungsaufnahme bei Netzbetrieb	25 W
Abmessungen mit befestigten Boxen in mm	430 × 388 × 150
Masse	9,5 kg

▼ Ein neues **Videorecordersystem** arbeitet nach dem Zweikopf-Schrägspurverfahren und benutzt Halbzoll-Magnetbänder, die in einer sogenannten Wendekassette untergebracht sind. Die Spuraufteilung ist in unserem Bild aus elektronikzeitung 17 (1979) H. 13, S. 8–9, dargestellt. Es handelt sich um zwei nebeneinanderliegende Spuren, die jeweils ein Stereotonsignal, ein Steuersignal und das Videosignal



enthalten. Durch die Aufteilung in zwei Spurbereiche läßt sich die Spieldauer verdoppeln. Somit steht ein Speichersystem zur Verfügung, mit dem erstmalig wie bei der Tonkassette ein Wenden der Videokassette möglich ist. Auf diese Weise ergibt sich eine maximale Spieldauer von acht Stunden. Die Bandgeschwindigkeit beträgt 2,44 cm/s, die Abtastgeschwindigkeit 5,08 m/s.

▼ **Berichtigung** und Hinweis zu dem Beitrag „Elektronischer Regler mit A 301 D" im Heft 1 (1980): Auf Seite 51 wurde für den T_{kZ} der Z-Diode SZX 21/11 fehlerhafterweise +0,5 bis 0,8 mV/K (T_{kUZ}) anstatt ≈ +5...9 mV/K für die Rechnung verwendet. Dadurch ergeben sich Verschiebungen für T_{kmin} und T_{kmax} des Reglers auf +1,9...−5,6 mV/K, so daß der Einsatz unausgesuchter SZX 21/11 nicht optimal ist. Mit der SZX 21/9,1 erhält man rechnerisch −5,5 bis −12,8 mV/K. In einer exakten Messung wurde für $U_Z = 9{,}03$ V ein T_k von ≈ −9 mV/K ermittelt. Beim Entwurf des Gehäuses ist auf die Abführung der Verlustwärme von T_2 zu achten, um den Temperaturgang des Reglers nicht zu verfälschen. Der Autor bittet, das Versehen zu entschuldigen.

Leserpost

Ich möchte nochmals auf Ihre Forderung zurückkommen, bei unbekannten IS die Herstellerfirma zu nennen, um die Daten von Ihnen erfahren zu können. Ich glaube nicht, daß dies nötig ist: Die meisten IS sind eindeutig gekennzeichnet, bzw. aus ihrer Kennzeichnung geht durch bestimmte Buchstaben die Herstellerfirma hervor (z. B. TL = Texas Instruments, LM = National Semiconductor, MC = Motorola usw.). Außerdem: Ein „709" ist ein Operationsverstärker, ein „733" ein Videoverstärker usw., gleichgültig, welche Buchstaben seine Herstellerfirma kennzeichnen.

N. K., Dresden

Sie haben nur zum Teil recht: Die Buchstaben in der Bezeichnung sind nur bedingt (wenn auch meist) ein eindeutiges Kennzeichen ihres Herstellers. Beispiel: Der LM 107 (alle Varianten) von National Semiconductor hat weder äußere Frequenzkompensation noch Offset-Einstellung, der LM 107 von Texas Instruments hat keine Frequenzkompensation bei seiner Variante „J", dagegen eine äußere Frequenzkompensation bei den übrigen Varianten – eine Offset-Kompensation haben alle „LM 107" von TI! Dies ist, zugegeben, ein seltenes, aber nicht das einzige Beispiel für unterschiedliche Ausführungen derselben IS durch verschiedene Hersteller.
Genauso ist es äußerst wichtig, wenn der ratsuchende Leser die vollständige Bezeichnung aber nur diese) der unbekannten IS benennt: Diese Bezeichnungen geben nicht nur meist Auskunft über die Art des Sockels, sondern können noch mehr aussagen. Beispiel: Alle „LM 1310" sind Stereodekoder-IS. Aber die Variante „LM 1310 EN" hat einen zusätzlichen Emitterfolgerausgang – u. a. äußerlich an dem DIL-16-Gehäuse zu erkennen – während der „LM 1310 N" keinen Emitterfolgerausgang und ein DIL-14-Gehäuse hat! Darum unsere wiederholte Bitte: Nennen Sie die vollständige Bezeichnung und möglichst auch den Hersteller der IS, über die Sie Auskunft wünschen. Nur dann können wir unter zumutbarem Arbeitsaufwand nachforschen und eventuell eine eindeutige Auskunft geben. Und irren können wir trotzdem!

*

Können Sie mir die Daten und die Sokkelschaltung des Digitrons ИВ-6 (UdSSR) nennen?

T. O., Karl-Marx-Stadt

Das Digitron ИВ-6 stellt Ziffern im Siebensegmentkode und einen Dezimalpunkt dar. Es hat die Daten: $U_f = 1{,}0\,V$; $I_f = 50\,mA$; $U_a = 25\,V$; $I_a = 1{,}2\,mA$ (gesamt!); $U_g = 25\,V$; $I_g = 5{,}0\,mA$; Helligkeit = $500\,cd/m^2$. Die einzelnen Segmente werden durch die Anoden gebildet (es leuchtet nur eines, wenn die betreffende Anode Spannung führt).
Die Sockelschaltung: 1 – or; 2 – ow; 3 – mw; 4 – ol; 5 – ul; 6 – uw; 7 – F; 8 – F; 9 – g; 10 – ur; 11 – Punkt; 12 – frei. Die Abkürzungen beziehen sich auf die Lage der Segmente: o – oben; m – Mitte; u – unten; r – rechts; l – links; w – waagerecht. Die Zählweise der Sokkelstifte ist, wie üblich mit Blick auf die Kontakte, im Uhrzeigersinn festgelegt.

*

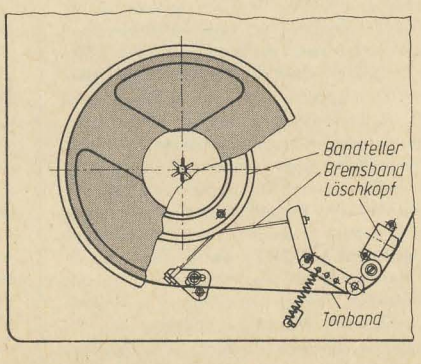
Betr.: Automatische Einstellung des Bandzuges beim Tesla B 93

Im Heft 10/79 Ihrer Zeitschrift wird in den rfe-Nachrichten (S. 611) über das Stereotonbandgerät Tesla B 93 berichtet. Da ich selbst dieses neue Tonbandgerät besitze, habe ich diesen Artikel mit Interesse gelesen. Neu war für mich jedoch, daß zur Ausstattung des Gerätes eine „automatische Einstellung des Bandzuges" gehört. In der mir zum Gerät vorliegenden Bedienungsanleitung wird dies nicht erwähnt.
Ich wende mich nunmehr mit der Bitte an Sie, mir kurz etwas zu dieser „automatischen Einstellung des Bandzuges" mitzuteilen oder mir einen Literaturhinweis zu geben.

V. M., Berlin

Einige für Horizontal- und Vertikalbetrieb eingerichtete Tonbandgeräte, z. B. B 90 und B 93, enthalten eine automatische Bandzugeinstellung. Das Funktionsprinzip dieser Einstellung ist der Ausgleich der vom Wickeldurchmesser der Abwickelspule abhängigen notwendigen Bandzugkräfte. Bekanntlich sind zum Abziehen des Bandes von einer vollen Spule niedrigere Zugkräfte notwendig als von einer fast leeren.

Die automatische Bandzugeinstellung gleicht diesen Unterschied durch ein dem Wickeldurchmesser der ablaufenden Spule angepaßtes Lockern der Bremse aus (s. Bild). Mit der automatischen Bandzugeinstellung sind beide Triebe ausgestattet, so daß sie auch beim schnellen Umspulen wirksam wird.



Abwickeltrieb mit automatischer Bandzugeinstellung

radio fernsehen elektronik

Verlag

VEB Verlag Technik

DDR - 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14
Telegrammadresse: Technikverlag Berlin
Telefon: 2 87 00; Telex: 011 2228 techn dd

Verlagsleiter

Dipl. oec. Herbert Sandig

Redaktion

Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel
Verantwortlicher Redakteur (Tel. 2 87 03 33),
Redakteure: Adelheid Blodszun (Tel. 2 87 03 52),
Dipl.-Ing. Brigitte Kasper (Tel. 2 87 03 38),
Ing. Monika Tank (Tel. 2 87 03 49)

Redaktionsbeirat

Dr.-Ing. K.-H. Arnold, Dipl.-Ing. H. Bergmann
Ing. E. Bottke, Dipl.-Ing. K. Eckert, Dr. sc. techn. H. Erler, Prof. Dr. sc. nat. H.-J. Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, Ing. H. Kühne, Dr. W. Rohde, Dipl. oec. P. Schäffer, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H. Ziegler

Lizenznummer 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

AN (EDV) 67 816

Erscheinungsweise: monatlich

Heftpreis 3,80 M. Abonnementspreis 3,80 M

Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen

Gesamtherstellung
Tribüne Druckerei Leipzig III 18 36

Anzeigenannahme

DDR-Anzeigen: DEWAG Berlin
1026 Berlin, Rosenthaler Str. 28–31 (Telefon 2 36 27 76) und alle DEWAG-Zweigstellen.

Anzeigenpreisliste Nr. 6

Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH
DDR - 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89

Erfüllungsort und Gerichtsstand Berlin-Mitte

Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Bildern, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Bezugsmöglichkeiten

DDR: Sämtliche Postämter; örtlicher Buchhandel; VEB Verlag Technik
UdSSR: Gebiets- und Städtische Abteilungen von Sojuzpečat und Postämter
SVR Albanien: Spedicioni Shtypit te Jashtem, Tirana
VR Bulgarien: Direkzia R.E.P., 11a Rue Paris, Sofia
VR Polen: ARS POLONA, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa
SR Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucureşti
ČSSR: PNS Vinohradská 46, 120 43 Praha 2; PNS, Gottwaldovo nám. 48, 884 19 Bratislava
Ungarische VR: P. K. H. I., P. O. B. 16, 1426 Budapest
Republik Kuba: Instituto Cubano del Libro, Centro de Exposición, Belascoain 864, La Habana
VR China: China National Publications Import Corporation, P. O. Box 88, Peking
SR Vietnam: XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
Koreanische DVR: CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
SFR Jugoslawien: Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
BRD und Westberlin: ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstr. 111, Berlin (West) 30; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52 sowie weitere Grossisten und VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293
Österreich: Globus Buchvertrieb, Höchstädtplatz 3, 1200 Wien
Schweiz: Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich
Alle anderen Länder: örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR - 7010 Leipzig, Postfach 160; VEB Verlag Technik, DDR - 1020 Berlin, Postfach 293

radio fernsehen elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 29. JAHRGANG · APRILHEFT 4-1980

Aufbau und Wirkungsweise von Datensammelsystemen

BERND SCHILDWACH

Mitteilung aus dem Institut für Elektronik der Akademie der Wissenschaften der DDR

Dieser Beitrag gibt einen Überblick über den Einsatz von Datensammelsystemen. Dabei wird die Arbeitsweise der Satelliten-Datensammelsysteme nach dem Zufalls- und nach dem Aufrufprinzip erläutert. Da die Schnittstelle für den Nutzer eines solchen Systems die Datensammelplattform (DSP) ist, wird im speziellen der Aufbau und die Arbeitsweise der DSP im jeweiligen Datensammelsystem betrachtet.

In der wissenschaftlichen Forschung und für kommerzielle Nutzungen besteht oftmals die Notwendigkeit, über einen längeren Zeitraum Informationen über verschiedene Meßgrößen (z. B. Temperatur, Luftdruck, Wind- und Strömungsgeschwindigkeiten usw.) zu erhalten. Für eine globale Erforschung unseres Planeten werden auch Meßdaten von Gebieten benötigt, die gering besiedelt sind bzw. in denen noch kein ausgedehntes Netz von wissenschaftlichen Meß- oder Beobachtungsstationen besteht. Unter bestimmten lokalen Bedingungen (Klima, Meeres- und Wüstengebiete usw.) ist der Aufbau von Meßstationen, die mit der Entsendung von Wissenschaftlern verbunden sind, nicht immer möglich.

Für viele wissenschaftliche Anwendungen hat sich eine automatische Datenerfassung in Meßstationen sowie das automatische Einholen dieser gesammelten Daten in einem Datensammelsystem bewährt. Diese Datensammelsysteme bestehen aus den automatischen Meßstationen, sogenannten Datensammelplattformen (DSP), die mit ihren Sensoren interessierende Meßgrößen erfassen und einer Zentralstation zur Auswertung mit Hilfe eines „Datenüberbringers" weiterleiten.

Die Datensammelplattformen erfassen ständig oder zu diskreten Zeiten die interessierenden Meßgrößen und können stationär auf Kontinenten, im Meer verankert oder driftend und in Flugzeugen oder Ballons fliegend arbeiten. Es gibt Systeme, in denen die Meßdaten zwar automatisch eingeholt werden, der Mensch aber die Rolle des Datenüberbringers zur Zentralstation übernimmt. Die Nutzung der elektromagnetischen Welle als Datenüberbringer gestattet eine automatische Datenerfassung und Übermittlung der gesammelten Informationen zur Zentralstation.

Der Einsatz einer funktechnischen Verbindung gestattet erst das Aussetzen dieser DSP in Gegenden, die vom Menschen nur unter größten Anstrengungen erreicht werden können und wo der längere Aufenthalt des Menschen unmöglich ist. Die Datensammelplattformen können von Flugzeugen mit dem Fallschirm ausgesetzt werden. Damit wird es möglich, auch Meßdaten aus Gebieten unserer Erde zu erhalten, aus denen Wissenschaftler auf Grund von schwierigen meteorologischen und geografischen Bedingungen bisher nur unzureichende Informationen erhielten.

Das System der Datenübermittlung von den DSP an ihre Nutzer kann so organisiert sein, daß mehrere dieser Plattformen von einem Flugzeug, einem Schiff oder auch von einer in der Nähe befindlichen Zentralstation abgefragt werden können. Das kann Daten betreffen, die nur zum Abfragezeitpunkt erfaßt werden oder die kontinuierlich erfaßt und gespeichert wurden. Das Schiff bzw. das Flugzeug arbeitet dann als Relaisstation. Bei der Rückkehr können die Daten in der Zentralstation ausgewertet und dem Nutzer zur Verfügung gestellt werden.

Für einen globalen Einsatz solcher Datensammelsysteme auf unserem Planeten bietet sich die moderne Satellitentechnik an. Die von den DSP gesammelten Meßinformationen werden beim Überflug des systemeigenen Satelliten ausgesendet und im Bordspeicher des Satelliten gespeichert. Beim Überflug des Satelliten über der Bodenstation werden die von den DSP eingeholten Informationen ausgesendet. Es wird verständlich, daß sich der Einsatz dieser Technik nur dann als ökonomisch günstig erweist, wenn eine ausreichende Anzahl von Datensammelplattformen an diesem System beteiligt ist und an verschiedenen Punkten der Erde aufgebaut bzw. abgesetzt wird. In der ersten Phase, der technologischen Erprobung, wird man sich jedoch mit einer geringen Anzahl von DSP begnügen

müssen, um technische und organisatorische Lösungen zu erproben.
Da sich an einem solchen globalen Satellitensystem in der Regel Nutzer der verschiedenen Wissenschaftsgebiete eines oder mehrerer Staaten beteiligen, muß ein Modus für die Beteiligung an einem solchen System gefunden werden. Entweder erstellen die entsprechenden Nutzer ihre DSP unter Berücksichtigung der geforderten technischen Parameter selbst, oder sie können von einem Produzenten erworben werden.
Die verschiedenen Nutzer stellen unterschiedliche Forderungen an die Qualität und die Quantität der zu sammelnden Informationen. Es muß für den Aufbau der DSP ein Optimum gefunden werden, mit dem man vielen Nutzern gerecht werden kann bzw. mit dem eine Anpassung an die Nutzerforderungen möglich wird. Qualitätsmerkmale einer DSP für den Nutzer sind beispielsweise

- Zeitpunkt der Datenerfassung
- Quantisierungsgrad der analogen Meßwerte bei der Analog-Digital-Umsetzung
- Fehlerwahrscheinlichkeit bei der Datenübertragung zwischen DSP und Satellit bzw. zwischen Satellit und Bodenstation
- direktes Aussenden der Meßinformation oder das Zwischenspeichern in der DSP.

Quantitätsmerkmale stellen beispielsweise dar:

- Anzahl der vorhandenen Meßkanäle für die digitale und die analoge Signalform
- Zeit zwischen zwei Meßwerterfassungen
- Kapazität des Plattformspeichers
- Anzahl der Datenübertragungen an den Satelliten je Zeiteinheit.

Für die Realisierung solcher Satelliten-Datensammelsysteme gibt es zwei Prinzipien:

Zufallsprinzip (random-access-system)
Aufrufprinzip (shake-hand-system).

Zufallsprinzip

Zur Realisierung des Zufallsprinzips senden die DSP die gesammelten Informationen zu definierten Zeitpunkten aus, die vor dem Aussetzen der Plattformen festgelegt werden. Bei diesem Prinzip erfolgt das Aussenden der gesammelten Daten unabhängig davon, ob sich der Satellit im Funksichtbereich der DSP befindet. Da diese Funksicht beim Überflug nur für eine kurze Zeit besteht, muß die Häufigkeit der Datenabgabe an den Satelliten so gewählt werden, daß in der Zeit für die Funksicht auch die Datenabgabe der DSP erfolgt. Es hängt von der Anzahl der einzusetzenden Satelliten, von deren Bahnparametern und von der Satellitenelektronik ab, wie oft die Daten der DSP je Zeiteinheit empfangen werden können. Da die Datenabgabe an den Satelliten auf Grund der hohen Datenkompression in der DSP sehr kurz ist, kann die Übermittlung der Daten in einem lokalen Bereich in einer Gruppe von DSP zeitlich gestaffelt werden. Das bedeutet, daß die DSP-Uhr und damit der Oszillator eine sehr hohe Genauigkeit aufweisen muß.
Eine andere Möglichkeit für die Realisierung dieses Prinzips ist, daß der Satellitenempfänger für den Empfang der DSP-Daten mehrere Kanäle besitzt. Die Steuerung in der Satellitenelektronik hat dann die Auswahl zu treffen, welcher Empfangskanal die günstigsten Empfangsbedingungen aufweist und ob der Empfang der dem Kanal entsprechenden DSP notwendig ist [2].
Der Einsatz von DSP in einem lokalen Bereich wird durch eine zeitliche Staffelung der Datenabgaben bzw. durch eine begrenzte Anzahl von Empfangskanälen im Satelliten zahlenmäßig begrenzt. Da eine Kommunikation nur zwischen der DSP und dem Satelliten besteht, lassen sich die Plattformen bei diesem Prinzip technisch relativ einfach realisieren. Der Aufbau einer solchen DSP ist im Bild 1 ersichtlich.

Als eine der technischen Realisierungen des Zufallsprinzips ist das von der französischen Raumfahrtorganisation CNES vorgestellte System ARGOS zu nennen [1]. Der Einsatz dieses Systems erfolgt in den Jahren von 1978 bis 1985. Die Periodendauer für die Datenabgabe ist bei diesem System zwischen 40 s und 200 s wählbar. Eine kurze Periodendauer für die Datenabgabe ermöglicht eine große Wahrscheinlichkeit für den Empfang der DSP-Daten im Satelliten während des Überflugs, erhöht aber auch den Leistungsverbrauch der DSP, da das Senderegime das leistungsintensivste Regime ist.

Aufrufprinzip

Während das Zufallsprinzip nur einen Dialog zwischen DSP und Satellit ermöglicht, kann mit dem Aufrufprinzip ein Dialog zwischen DSP und Satellit und Satellit und DSP realisiert werden. Während der Umkreisung der Erde sendet der Satellit ständig Signale, die von den im Funksichtbereich befindlichen DSP mit einem Empfänger empfangen werden. Durch einen Dialog zwischen den DSP und dem Satelliten entscheidet die Satellitensteuerung, welche der am Dialog beteiligten DSP die gesammelten Informationen an den Satelliten senden soll. Erst nach einer definierten Anweisung an die ausgewählte DSP (Aufruf der DSP) erfolgt die Datenabgabe.
Für die Realisierung dieses Prinzips werden somit in der DSP neben den im Bild 1 gezeigten Baugruppen noch ein Empfänger in der DSP und ein Sender im Satelliten für die Anweisung der Datenabgabe benötigt (Bild 2). Dieses Prinzip gestattet dem Nutzer auch nach dem Aussetzen seiner DSP, Parameter der Sensoren wie Verstärkungsfaktoren, Anzahl der benötigten Meßkanäle usw. zu verändern. Über den Kommunikationstrakt Satellit – DSP können auch die Arbeitsregimes wie der Meßwerterfassungszeitpunkt oder die Häufigkeit der Erfassung bestimmter Meßkanäle gesteuert werden. Theoretisch ist die Anzahl der in einem lokalen Bereich absetzbaren DSP unbegrenzt. Wenn der Zeitraum zwischen zwei Datenabgaben nicht zu groß werden soll, gibt es doch praktische Grenzen, denn es können während eines Überflugs nur eine begrenzte Anzahl von Datensammelplattformen ausgewählt werden. Bei einer großen Anzahl von DSP würden somit eine große Anzahl von Überflügen erforderlich sein, bis alle abgefragt werden könnten. Ein solches Aufrufprinzip wurde z. B. mit dem französischen System EOLE in den Jahren 1971 und 1972 realisiert [3].

Unabhängig vom verwendeten Prinzip besteht die Möglichkeit, eine große Anzahl von Meßinformationen der Sensoren zu speichern. Ohne einen DSP-Speicher können bei beiden Prinzipien nur die Meßdaten der Datensammelplattformen vom Satelliten aufgenommen werden, die zum Zeitpunkt der Datenübermittlung gemessen werden.

Bild 1:
DSP nach dem Zufallsprinzip

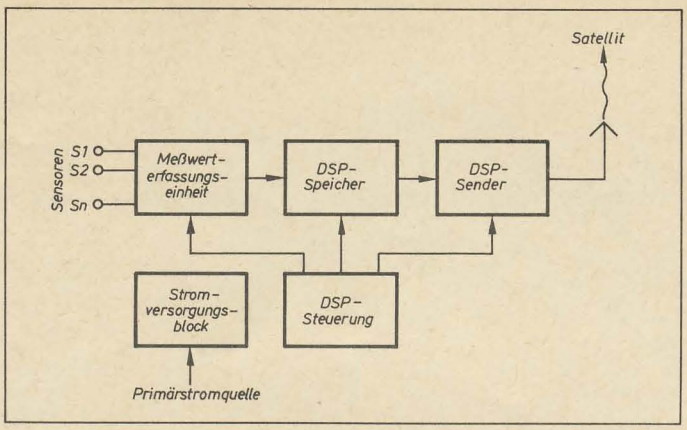
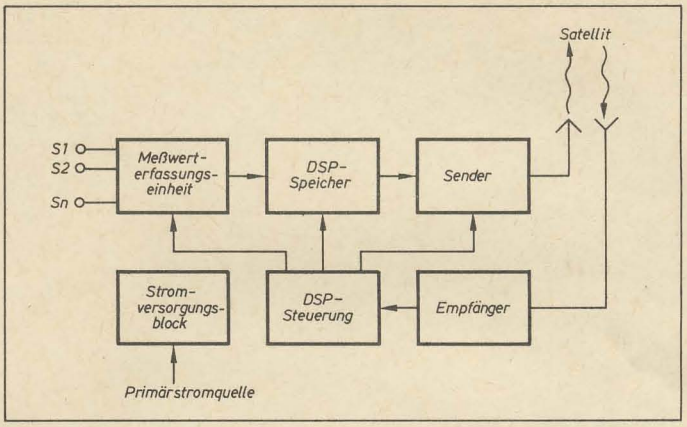


Bild 2:
DSP nach dem Aufrufprinzip



Forderungen an die Datensammelplattform

Der systemeigene Satellit wird von einer entsprechenden Raumfahrtorganisation entwickelt. Da die am Datensammelsystem beteiligten Nutzer unterschiedliche Forderungen stellen, muß bei der konstruktiven Entwicklung der Plattformen und des Satelliten sowie bei der Wahl seiner Bahnparameter ein Optimum gefunden werden. Die eigentliche Schnittstelle für den Nutzer des Systems stellt im Gesamtsystem die abzusetzende Plattform und die Übergabe der empfangenen Daten in der Bodenstation an ihn dar.

An eine Datensammelplattform werden bei geringsten Kosten folgende Forderungen gestellt:

- automatische Meßwerterfassung und Datenabgabe entsprechend den geforderten Qualitäts- und Quantitätsmerkmalen
- autonome Betriebsart durch eigene Stromversorgung (Batterie, Akkumulator)
- lange Lebensdauer bei Batteriebetrieb durch geringen Energieverbrauch
- Unempfindlichkeit gegenüber Klimaschwankungen
- hohe mechanische Belastbarkeit
- geringe Masse und geringes Volumen.

Tafel 1: Forderungen an Datensammelplattformen

Wissenschaften	Bitrate für eine Meßwerterfassung	Zeit zwischen zwei Meßwerterfassungen	Zeit zwischen zwei Datenabgaben
Vulkanologie	28... 35	6...24 h	12...24 h
Meereskunde			
feste Bojen	150...400	3... 6 h	6...12 h
driftende Bojen	800	3... 6 h	6 h
Hydrologie			
Unterwasserstationen	10	15 Tage	einmal wöchentlich
Meteorologie			
driftende Bojen	28	24 h	24 h
Ballon	28	1... 3 Tage	5... 6 h

Tafel 2: Vergleich des Zufallsprinzips mit dem Aufrufprinzip

Zufallsprinzip	Aufrufprinzip
minimaler technischer Aufwand beim Aufbau der DSP	erhöhter technischer Aufwand durch die Notwendigkeit eines Empfängers auf der DSP
minimaler Aufwand für die Anschaffung der DSP	erhöhter Aufwand (etwa 30 %) für die Anschaffung der DSP
Kommunikationsmöglichkeit: DSP–Satellit	Kommunikationsmöglichkeit: DSP–Satellit, Satellit–DSP
hohe Senderate	geringe Senderate
Anzahl der DSP in einem lokalen Bereich begrenzt	große Anzahl von DSP in einem lokalen Bereich möglich

Aus diesen Punkten wird ersichtlich, daß hohe elektrische, mechanische und konstruktive Forderungen an eine solche DSP gestellt werden. Der Ausfall einer Datensammelplattform ist für ihren Nutzer gleichbedeutend mit dem Ausfall des Gesamtsystems. Aus diesem Grund müssen die Forderungen an die Datensammelplattform ebenso hart, wenn nicht sogar härter als für einen Satellitenstart sein. Die Erfahrungen mit bereits realisierten Systemen zeigen die extrem hohen Forderungen, die beispielsweise an eine DSP auf einer schwimmenden Boje gestellt werden. Korrosion und mechanische Belastungen bei Wellengang setzten in diesen Systemen (z. B. EOLE) einige der ausgesetzten DSP außer Betrieb. Gerade der Einsatz auf schwimmenden Objekten (Schiff, Boje) stellt durch die niederfrequenten Schwingungen von 4...50 Hz mit hohen Beschleunigungen eine extrem hohe mechanische Belastung dar.

Weitere Forderungen an DSP, die in den unterschiedlichen Wissenschaftsgebieten bestehen, sind in der Tafel 1 aufgeführt. Aus diesen Forderungen lassen sich die Parameter, wie die Zeiten für eine Datenabgabe oder die notwendige Kapazität des DSP-Speichers, ableiten.

Die Auswahl des Arbeitsprinzips für ein Datensammelsystem mit einer großen Anzahl von Plattformen erfolgt nach ökonomischen sowie nach optimalen technischen Gesichtspunkten. Für eine kommerzielle oder wissenschaftliche Nutzung der DSP werden die Anschaffungskosten für den Nutzer nicht unerheblich sein. Beim Vergleich des Aufrufprinzips mit dem Zufallsprinzip kommt man zu einer Zusammenfassung nach Tafel 2.

Bei der Gegenüberstellung beider Prinzipien muß beachtet werden, daß durch die Kommunikationsmöglichkeit Satellit – DSP die DSP kommandiert werden kann. Bei einem zweckgebundenen Einsatz (keine operative Notwendigkeit für eine Umprogrammierung der Arbeitsweise der DSP) wird diese Möglichkeit nur in wenigen Fällen notwendig. Bei bestimmten Plattformanwendungen ist das Aufrufprinzip grundsätzlich notwendig, wenn beispielsweise Ballons oder Bojen auf Kommando zerstört werden sollen, um gefährliche Situationen, wie das undefinierte Abstürzen eines Ballons, zu verhindern.

Energiebetrachtung

Eine wichtige Kenngröße für den Nutzer ist die Lebensdauer der abgesetzten DSP. Die Lebensdauer wird bestimmt durch die Ausfallrate der elektronischen Bauelemente und der Kabelverbindungen sowie durch die Kapazität der Stromquelle bei Batteriebetrieb.

Bei beiden Prinzipien der Datensammelsysteme ist die Art und Weise der Meßwerterfassung identisch. Entscheidend für einen Vergleich der DSP im jeweiligen Datensammelsystem ist die Ruhestromaufnahme und die Stromaufnahme durch die Häufigkeit der Sendertätigkeit (Datenabgabe).

Die Datenabgabe ist das leistungsintensivste Arbeitsregime der DSP. Die maximale Stromaufnahme der DSP in diesem Arbeitsregime kann bei den Datensammelsystemen nach dem unterschiedlichen Arbeitsprinzip als gleich angesehen werden. Allerdings muß sich die Häufigkeit der Sendereinschaltung unterscheiden. Bei der Voraussetzung, daß die Daten der DSP täglich einmal vom Satelliten eingeholt werden müssen, ergibt sich beim Aufrufprinzip eine minimale Sendereinschaltung von einer je Tag. Durch die Bestimmung von Systemparametern (z. B. Lokalisierung der DSP) wird auch bei diesem Prinzip eine mehrmalige tägliche Sendereinschaltung notwendig.

Beim Zufallsprinzip hängt die Häufigkeit der Datenabgabe von der Dauer des möglichen Funkkontaktes zwischen der DSP und dem Satelliten ab. Diese Zeit ist relativ kurz und wird von der Flughöhe des Satelliten, der Empfindlichkeit des Satellitenempfängers und von der Sendeleistung des DSP-Senders sowie von der Antennencharakteristik bestimmt. Die Wahrscheinlichkeit für den Empfang der DSP steigt mit der Häufigkeit der Datenabgabe innerhalb der Zeit für einen möglichen Funkkontakt. Ist die Zeit für einen möglichen Funkkontakt mit etwa 10 min bestimmt, so ist es beim Zufallsprinzip erforderlich, daß eine Datenangabe wenigstens im 5-Minuten-Abstand erfolgt.

Für eine DSP, deren Standort lokalisiert werden soll, ergibt sich bei beiden Prinzipien eine höhere Häufigkeit der Sendereinschaltung. Zur Lokalisierung muß nicht unbedingt die Datenabgabe genutzt werden, sondern es braucht nur ein spezielles Signal oder eine Signalfolge ausgestrahlt zu werden, deren Sendedauer allerdings nur einen Bruchteil der Zeit für eine Datenabgabe beträgt.

Die Steuerungsprobleme können in einer DSP mit leistungsarmen digitalen Systemen realisiert werden, die mit Schaltkreisfamilien wie CMOS oder Low-power-TTL aufgebaut sind. Diese Steuerungsaufgaben unterscheiden sich in Bezug auf ihren Leistungsbedarf in beiden Prinzipien nur unwesentlich. Infolge der Notwendigkeit eines Empfängers auf der DSP beim Aufrufprinzip, der vorwiegend aus Baugruppen für die analoge Signalverarbeitung besteht, erhöht sich die Ruhestromaufnahme entscheidend. So besitzt die DSP nach dem Aufrufprinzip eine etwa fünffach höhere Ruhestromaufnahme gegenüber der DSP nach dem Zufallsprinzip.

Die Zeit für eine Datenabgabe wird bestimmt durch die Menge der zu übertragenden Informationen und ihrer Taktfrequenz. Diese Parameter werden durch die Geräteparameter vorgegeben (z. B. Verarbeitungsgeschwindigkeit). So ergibt sich für eine Anzahl von 10 K Byte (je 10 bit) und eine Taktfrequenz von 600 Hz eine Zeit für die Datenabgabe von $t_{DA} \approx 17$ s.

Für einen möglichen Funkkontakt in der Zeit von 10 min wird für einen sicheren

Funkkontakt die Zeit zwischen zwei Datenabgaben beim Zufallsprinzip mit drei Minuten angesetzt. Somit ergeben sich folgende Betrachtungen für den Energiebedarf der DSP an einem Tag:

$U_{SPA} = U_{SPZ} = \text{konst.}$ (Speisespannung)

$\frac{I_{RA}}{I_{RZ}} = 5$ $\qquad$ 1 Tag = 86 400 s

$I_{RZ} = I_R$

Ruhebetrieb:

DSP im Aufrufprinzip $\quad Q_{RA} = 5 \cdot 86\,400\ \text{s} \cdot I_R = 432\,000\ I_R\ \text{s}$

DSP im Zufallsprinzip $\quad Q_{RZ} = 86\,400\ I_R\ \text{s}$

aktiver Betrieb (Datenabgabe):

$\frac{I_D}{I_R} = 50$ $\qquad$ $I_{DZ} = I_{DA} = I_D$

$t_D = 17\ \text{s}$

DSP beim Aufrufprinzip $\quad Q_{DA} = 1 \cdot 17\ \text{s} \cdot 50 \cdot I_R = 850\ I_R\ \text{s}$

DSP beim Zufallsprinzip $\quad Q_{DZ} = \frac{86\,400\ \text{s}}{3 \cdot 60\ \text{s}} \cdot 17\ \text{s} \cdot 50 \cdot I_R = 408\,000\ I_R\ \text{s}$

$Q_A = Q_{RA} + Q_{DA} = (432\,000 + 850) I_R\ \text{s} = 432\,850\ I_R\ \text{s}$

$Q_Z = Q_{RZ} + Q_{DZ} = (408\,000 + 86\,400) I_R\ \text{s} = 494\,400\ I_R\ \text{s}$

Verwendete Indizes: R = Ruhe, A = Aufrufprinzip, Z = Zufallsprinzip, D = Datenabgabe

Aus dieser Gegenüberstellung ist ersichtlich, daß sich der Leistungsbedarf einer DSP bei beiden Prinzipien nur unwesentlich unterscheidet. Durch die Vergrößerung der Zeiten zwischen zwei Datenabgaben beim Zufallsprinzip kann dieser Unterschied zu Null gemacht werden. In der Regel wird es leichter sein, die Stromaufnahme der digitalen Systeme zu verringern als die Stromaufnahme der analogen Schaltungen. Beispielsweise beträgt beim französischen System ARGOS das Verhältnis $I_{DA}/I_R = 70$. Da die Untersuchung der Leistungsbilanz einer DSP bei Batteriebetrieb eine große Rolle spielt, ist man bestrebt, sie weiter herabzusetzen. Eine Möglichkeit bietet dabei die Verringerung der Ruhestromaufnahme beim Aufrufprinzip. So kann durch die Kommunikation zwischen dem Satelliten und der DSP die Datensammelplattform so programmiert werden, daß der Empfänger nur zu Zeiten einer möglichen Funksicht von der DSP-Steuerung eingeschaltet wird. Diese operative Arbeitsweise, die eine geeignete DSP-Steuerung (z. B. Mikroprozessor) voraussetzt, kann die Leistungsbilanz wirksam zugunsten des Aufrufprinzips verschieben.

Diese Betrachtungen zeigen außer der Leistungsbilanz auch die Grenzen für die Anzahl der Datensammelplattformen in einem lokalen Bereich beim Zufallsprinzip auf. Mit der Voraussetzung, daß die Plattformen zeitmultiplex arbeiten, können bei einer Datenabgabe mit der Dauer von 17 s nur maximal zehn DSP in einem lokalen Bereich (gemeinsame Funksicht für alle zehn DSP) aufgebaut werden. Diese Betrachtung hat allerdings mehr theoretische als praktische Bedeutung, da die Gesamtzahl der am System zu beteiligenden Datensammelplattformen auf unserer Erde dennoch sehr hoch gewählt werden kann.

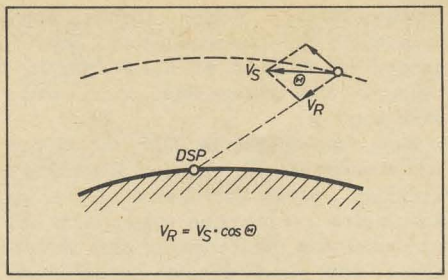


Bild 3: Bestimmung des Winkels Θ

Tafel 3: Lokalisierbarkeit von Datensammelplattformen

Meereskunde	
driftende Bojen	1...5 km
Meteorologie	
driftende Bojen	2...5 km
driftende Ballons	2...8 km

Lokalisierung der Datensammelplattformen

Eine weitere Forderung an ein Datensammelsystem kann die Lokalisierbarkeit der ausgesetzten Plattformen sein. In der Tafel 3 sind für die verschiedenen Anwendungen die geforderten Genauigkeitsangaben aufgeführt.

Wenn letztlich über das Arbeitsprinzip eines Datensammelsystems entschieden wird, so spielt die Genauigkeit der Ortung und damit das Ortungsverfahren mit eine wesentliche Rolle.

Beim Zufallsprinzip läßt sich die Lokalisierung über ein Einweg-Ortungsverfahren mit Hilfe der Messung der Doppelverschiebung der von der DSP ausgesendeten Meßfrequenz beim Anflug des Satelliten an die DSP oder bei der Entfernung von dieser bestimmen.

$$\lambda = \lambda_0 - \frac{v_s}{f_0}$$

Da der Geschwindigkeitsvektor v_s des Satelliten bekannt ist, kann aus der im Satelliten gemessenen Frequenzabweichung Δf von der bekannten ausgesendeten Frequenz f_0 der DSP über folgende Beziehung der Winkel Θ bestimmt werden (Bild 3) [4]:

$$\Delta f = f - f_0 = \pm \frac{f_0}{c} v_s \cos\Theta$$

$$\Theta = \arccos \frac{\Delta f c}{f_0 v_s}$$

Aus den Bahnparametern und der Position des Satelliten läßt sich über den Winkel Θ die Entfernung von der DSP bestimmen. Dabei sind wenigstens zwei getrennte Messungen vorzunehmen. Dieses Meßverfahren benötigt auf jeder DSP hochstabile Oszillatoren sowie für die Messung von Δf einen Oszillator mit gleichen Qualitätseigenschaften im Satelliten.

Nach [4] wird beim Einweg-Meßverfahren eine Genauigkeit von $5 \cdot 10^{-9}$ für die Meßfrequenz benötigt, wenn eine Ortungsgenauigkeit von 4...5 km erreicht werden soll.

Dieses Ortungsverfahren läßt sich grundsätzlich auch beim Aufrufprinzip realisieren. Da aber bei diesem Prinzip auch die Kommunikation zwischen dem Satelliten und der DSP möglich ist, kann statt des Einweg-Ortungsverfahrens ein Zweiweg-Ortungsverfahren angewendet werden. Dabei werden vom Satelliten Meßsignale ausgesendet, die in der DSP empfangen und auf einer anderen Sendefrequenz zum Satelliten zurückgesendet werden.

Aus dem Signal- und Phasenvergleich zwischen den ausgesendeten und empfangenen Meßsignalen kann die Laufzeit und damit die Entfernung von der DSP bestimmt werden. Bei diesem Zweiweg-Meßverfahren hängt die Genauigkeit der Ortung von der Anzahl der Messungen, der Genauigkeit der Meßfrequenz und des Frequenzumsetzers (Transponder) auf der DSP und von der Signalanalyse im Satelliten ab. Infolge der Laufzeitmessungen lassen sich höhere Ortungsgenauigkeiten als beim Einweg-Ortungsverfahren erreichen.

Kontrollinformationen der DSP

Neben den interessierenden Daten der an der DSP angeschlossenen Sensoren der Nutzer werden zur Analyse dieser Daten in der Bodenstation zusätzliche Informationen zur Auswertung der DSP-Daten benötigt. Diese zusätzlichen Informationen stellen die bei einer Datenabgabe aktuelle Uhrzeit, die Kontrollinformationen über die an der DSP eingestellten Arbeitsregime sowie die Plattform-Adresse dar. Eine weitere Information übermittelt den Zustand der Primärstromquelle.

Für diese Übermittlung der Kontrollinformationen ist es notwendig, daß die DSP-Uhr mit der Systemnormalzeit synchronisiert wird. Der Quantisierungsgrad der DSP-Uhr hängt im wesentlichen von den gewünschten Abständen zwischen zwei Meßwerterfassungen ab. Zweckmäßigerweise wird dieser Abstand an der DSP programmierbar sein, wobei der geringste Abstand nicht weniger als 1/4 h betragen muß. Nach Tafel 1 werden für die aufgeführten Anwendungen weit größere Abstände gefordert. Eine Information über den Zeitabstand zwischen zwei Meßwerterfassungen sollte in der Bodenstation als Kontrollinformation vorliegen, um die Auswertung der Meßergebnisse zu erleichtern. Die Kontrollinformation über den Ladezustand der Primärstromquelle liefert ein wichtiges Kriterium bei der Auswertung der Daten sowie für die Vorausbestimmung der aktiven Lebensdauer einer DSP. Diese Kontrolle sollte unter Vollast durchgeführt werden, also bei der Einschaltung des Senders. Aus der quantitativen Bestimmung des Ladezustandes kann bei der Kenntnis der Abhängigkeit einzelner Baugruppen von dieser Spannung, z. B. der Abhängigkeit des vorhandenen Analog-Digital-Umsetzers, bei der Auswertung der gesammelten Daten in der Bodenstation diese über ein Korrekturprogramm korrigiert werden. Da beim Aufrufprinzip die Datensammelplattform von der Bodenstation über den Satelliten programmiert werden kann, besteht auch die Notwendigkeit der Rückmeldung der Akzeptierung der Kommandosignale.

Literatur

[1] ARGOS-Newsletter. Service Argos Centre spatial de Toulouse, September 78 Nr. 3

[2] Forcina, G.; Singh, K.: Design of an Experimental Data Collection System using a Commercial Communication Satellite. IAF-Preprint 78-252

[3] Detape, A.; Guerit, Ph.: Results of complementary EOLE experiments. IAF-Preprint 75-136

[4] Tarcsai, Gy.; Adam, J.: Accuracy of satellite platform location techniques, a study of error propagation. Acta Geodaet., Geophys. et Montanist, Acad. Sci. Hung. 13 (1978) H. 1–2, S. 3 bis 24

Rechnergestützte Prüfung von Digital-Analog-Wandlern

TAMAS HÉTENY

Mitteilung aus der Technischen Universität Budapest, Lehrstuhl für Mikrowellentechnik

Im Beitrag wird ein Meßsystem zur Überprüfung von Digital-Analog-Wandlern auf der Grundlage des Kleinrechners PDP 12 beschrieben. Hierbei wird auf die Meßmethoden der Fehleranalyse und auf die Hadamard-Transformation eingegangen.

Eines der Hauptanwendungsgebiete von elektronischen Kleinrechnersystemen ist in der heutigen Zeit die Automatisierung von Meßprozessen. Mit einem entsprechend eingerichteten Kleinrechner können verschiedenartigste Messungen ausgeführt und rechnerisch erfaßt werden. Elektronische Datenverarbeitungsanlagen (EDVA) gestatten darüber hinaus, spezielle Meßmethoden zu entwickeln, mit denen der Verbraucher hochzuverlässige Messungen bei relativ geringem materiellem Aufwand vornehmen kann. Der wesentliche Vorteil dieser Methode besteht darin, daß außer der automatisierten Messung auch die rechnerische Verarbeitung sowie die Interpretation der Meßergebnisse möglich ist.
Im folgenden wird ein Meßsystem auf EDV-Basis zur Überprüfung von Digital-Analog-Wandlern (D-A-Wandlern) beschrieben. Dieses System arbeitet auf der Grundlage des Kleinrechnersystems vom Typ PDP 12. Die Entwicklung eines solchen Systems war notwendig, um den Simulator für ein Telemetriesystem zuverlässig zu überprüfen. Dieser Bordsimulator wurde in der DDR entwickelt. Das Kleinrechnersystem kann auch dank seiner allgemeinen Struktur erfolgreich zur Einstufung beliebiger D-A-Wandler eingesetzt werden. Aber auch zur Überprüfung vergleichbarer Endprodukte ergeben sich Anwendungsmöglichkeiten.

Meßmethode

Analoge Größen, die am Ausgang eines D-A-Wandlers auftreten, werden nach Programm mit Hilfe einer speziellen Meßeinrichtung gemessen. Die Meßschaltung zeigt Bild 1. Der Kleinrechner steuert außer dem zu messenden D-A-Wandler auch den Eingang eines zu Vergleichszwecken dienenden Präzisions-12-Bit-D-A-Wandlers an. Die Ausgänge beider Wandler sind an den Eingang eines Summierverstärkers angeschlossen. Das Ausgangssignal des Summierverstärkers wird über einen 9-Bit-Analog-Digital-Wandler vom Kleinrechner ausgewertet. Der Datenaustausch zwischen der Meßeinrichtung und der EDV-Anlage kann auch über einen Datenübertragungskanal geschehen, so daß die Messung nicht in unmittelbarer Nähe der EDV-Anlage erfolgen muß. Dieser Umstand ist in zweierlei Hinsicht von Bedeutung:

- Die EDV-Anlage erzeugt im Betrieb elektromagnetische Störungen, die die Meßgenauigkeit einschränken können oder aber spezielle Schutzmaßnahmen erforderlich machen.
- Die Messungen können ohne weiteres in die unmittelbare Nähe spezieller Meßhilfsmittel (z. B. Klimaraum) verlegt werden.

Vor Beginn der Messungen muß das Meßsystem geeicht (kalibriert) werden. Im Falle

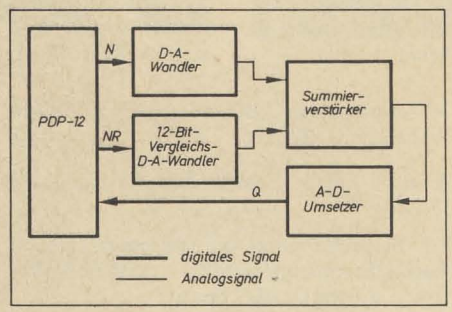


Bild 1: Aufbau der Meßschaltung

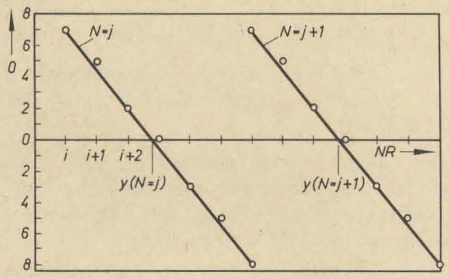


Bild 2: Meßmethode

des richtigen Abgleichs aller Zustände des zu untersuchenden D-A-Wandlers kann man alle Stufen des Ausgangssignals einem Summierverstärker zuführen, dessen Eingang vom Referenz-D-A-Wandler gesteuert wird. Die EDV-Anlage erleichtert die Eichung, indem sie ständig die Ausgangsverstärkung mißt und sie ausgangsseitig signalisiert. Nach Beendigung der Eichung kann mit den Messungen begonnen werden.
Das Ausgangssignal, das der gegebenen Eingangsgröße N = j des zu untersuchenden D-A-Wandlers zugeordnet ist, wird nach Programm auf folgende Weise gemessen: Der Eingang des zu untersuchenden D-A-Wandlers wird auf der Größe N = j festgehalten. Die Eingangsgröße des Vergleichs-D-A-Wandlers wird stufenweise geändert. Danach gelangt dieses Signal an den Ausgang des Verstärkers in den Arbeitsmeßbereich des A-D-Umsetzers. Zu jeder Eingangsgröße wird das Signal am Ausgang Q gemessen und gespeichert, so daß die Funktion Q(NR; N = j) aufgenommen wird. Auf diese aus diskreten Punkten bestehende Funktion wird eine regressive Gerade (Bild 2) aufgetragen und ihr Nulldurchgang als der Wert fixiert, der der Größe N = j der gemessenen Funktion y(N) entspricht. Danach wird die Messung im nächsten Punkt weitergeführt.

Als die drei wichtigsten Fehlerquellen kann man folgende ansehen:

- der relative Fehler des Vergleichs-D-A-Wandlers
- die infolge der Analog-Digital-Konvertierung entstehenden Fehler (Quantisierungsfehler plus Nichtlinearität der A-D-Umsetzung)
- Störungen (Rauschen), die im Analogteil auftreten.

Am besten erkennt man solche Fehler, wenn man diese als voneinander unabhängig betrachtet und jeden von ihnen getrennt analysiert. So kann man feststellen, daß die Fehler, die im Vergleichs-D-A-Wandler und im A-D-Umsetzer entstehen, die gemessene Größe um einen Wert belasten, der dem Mittelwert der Fehler proportional ist, die bei der Messung der Punkte der regressiven Geraden auftreten. Hierbei ist der Proportionalitätsfaktor etwas kleiner als 1.
Die Einwirkung des Rauschens läßt sich mit Hilfe der Regressionsanalyse untersuchen [1]. Danach hat die gemessene Größe a – im Falle eines Rauschens mit Normalverteilung und der Streuung S – ebenfalls eine Normalverteilung:

$$a = \frac{S}{\sqrt{k}}$$

Hierbei ist k die Anzahl der zum Aufstellen der regressiven Geraden benutzten Meßpunkte. Die Größe k hängt von der Verstärkung des Summierverstärkers ab und kann in der Meßeinrichtung auf Werte von etwa 50; 100 und 200 eingestellt werden. Der endgültige Wert für k ergibt sich während der Messung, und zwar abhängig davon, wieviel Punkte der Rechner im Arbeitsbereich des A-D-Umsetzers bei gegebenem N = j aufnehmen kann.
Das Meßprogramm kontrolliert, ob alle Größen gemessen werden können. Ist dies nicht der Fall, dann teilt es dem Operateur ein Fehlersignal mit. In diesem Fall muß das Meßsystem nochmals geeicht und die Messung wiederholt werden.
Das Programm stellt auftretende monotone Fehler sowie jene Paare des Eingangskodes heraus, bei denen die Fehler auftreten konnten.

Verarbeitung der gemessenen Daten

Das Datenverarbeitungsprogramm führt Umformungen der gemessenen Funktion y(N) sowie Berechnungen aus. Die erhaltenen Ergebnisse können sowohl in alphanumerischer Form als auch grafisch ausgegeben werden. Die Eignung der einzelnen Werte wird vom gegebenen Typ des Wandlers sowie von seinem Anwendungsziel bestimmt.
Vor der Berechnung der Fehlerkurven gibt das Programm die Übertragungsfunktion y(N) des korrigierten Anfangs- und Endpunktes auf dem Bildschirm wieder. Auf diesem Bild lassen sich noch keine feinen Details erkennen, sondern nur eventuelle grobe Abweichungen, deren Ursachen in der Mehrzahl der Fälle in einer falschen

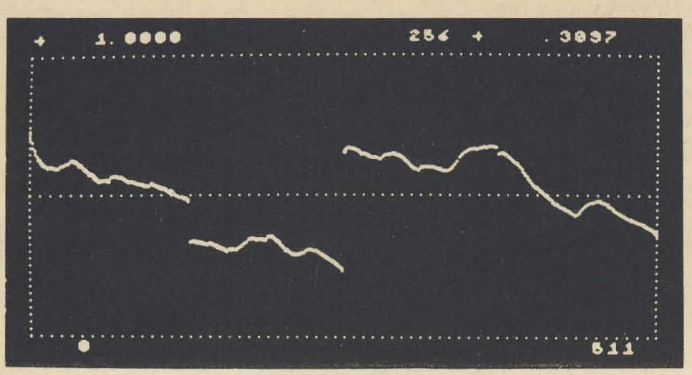


Bild 3: Relativer Fehler (bezogen auf die Endpunkte der Bezugsgeraden)

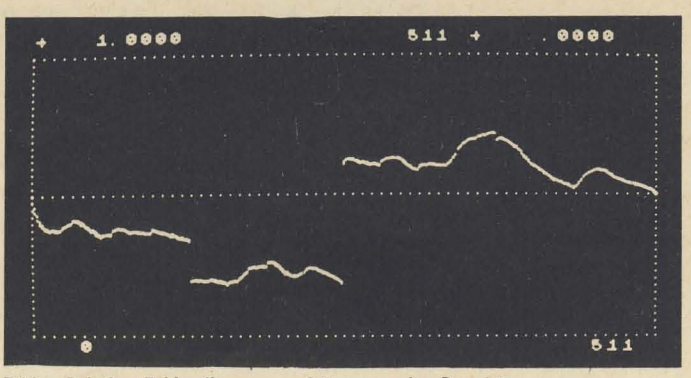


Bild 4: Relativer Fehler (bezogen auf die regressive Gerade)

Einstellung des Meßsystems liegen. Wenn der Operateur eine solche Abweichung feststellt, kann er das Programm noch vor der weiteren Datenverarbeitung abbrechen, wodurch Zeit gespart wird.
Für die Mehrzahl der Fehlerkurven kann das Programm auf eine Gerade mit dem Anstieg m und einer Verschiebung b bezogen werden, d. h., der relative Fehler für den i-ten Eingangskode errechnet sich zu

$$h_i = \frac{y_i - [m(i-1)+b]}{m} \quad i = 1,2,\ldots \qquad (1)$$

Für jede Fehlerkurve werden folgende Werte ausgedruckt:

- die Fehlergrenzwerte sowie die Werte des Eingangskodes, bei denen Fehlergrenzwerte auftraten
- die wichtigsten statistischen Charakteristika der Fehlerkurve (Mittelwert, quadratischer Mittelwert, Effektivwert (RMS), Quadrat der Streuung, Streuung).

Die dargestellten Fehlerkurven sind dem Quadrat des am nächsten liegenden Grenzwertes proportional. Die Maßstäbe beider Achsen können weiterhin verdoppelt oder halbiert werden. Auf den grafischen Darstellungen des Rechners werden Angaben zum Maßstab ausgewiesen. In der oberen rechten Ecke der Abbildung sind Größen dargestellt, die den Augenblickskoordinaten eines mit einem Potentiometer einstellbaren Lichtpunktes entsprechen. Die Fehlerkurven können auch in Tabellenform mit Drucker ausgegeben werden.
Das Datenverarbeitungsprogramm kann die Fehler auch als Absolutabweichung von einer idealen (vorgeschriebenen) physikalischen Kennlinie darstellen. Dazu müssen in zwei Punkten ideale Kennwerte gegeben werden und bei Anlegen zweier Eingangskodes die Werte am Ausgang des zu messenden Wandlers mit einem genauen Gerät gemessen werden.

Relative Fehler, bezogen auf eine die Endpunkte verbindende Gerade

In diesem Fall werden die Geradenparameter aus Gl. (1) folgendermaßen definiert:

$$m_1 = \frac{y_n - y_1}{n-1} \qquad (2)$$

$$b_1 = y_1 \qquad (3)$$

Hierbei gilt:

y_n, y_1 maximaler bzw. minimaler am Ausgang gemessener Kodewert
n Anzahl der Eingangskodes (für Binärwandler mit r Bits: $n = 2^r$)

Die Fehlerkurve eines 9-Bit-D-A-Wandlers zeigt Bild 3. Die Herstellerfirmen von D-A-Wandlern beziehen die Fehler des Gerätes im allgemeinen auf eine die Endpunkte verbindende Gerade.

Relative Fehler, bezogen auf die regressive Gerade

Zur Berechnung der Geradenparameter mit Rechenprogramm werden traditionelle regressive Formeln [1] benutzt:

$$m_2 = r_{i-1,y}\frac{S_y}{S_{i-1}} = \frac{Cov_{i-1,y}}{S^2_{i-1}} \qquad (4)$$

$$b_2 = M[y] - m_2 M[i-1] \qquad (5)$$

Hierin sind r der Korrelationskoeffizient, S die Streuung, Cov die Covarianz, M der Mittelwert.

Die Fehlerkurve ist im Bild 4 dargestellt. In diesem Fall ergibt sich ein minimaler mittlerer quadratischer Fehler. Die Fehlererwartung nach Gl. (5) wird zu Null.

Differentieller Linearitätsfehler

Zur Analyse der differentiellen Linearität nach Programm dient der Unterschied zwischen den „Schritten" benachbarter Ausgangsspannungswerte des Umsetzers. Die Abweichung zwischen den einzelnen Ausgangsspannungswerten errechnet sich mit Hilfe des Anstiegs der regressiven Geraden zu

$$h_{di} = \frac{(y_{i+1} - y_i) - m_2}{m_2} \quad i = 1,2,\ldots n-1 \qquad (6)$$

Im Bild 5 ist die Funktion des differentiellen Linearitätsfehlers dargestellt.

Hadamard-Transformation der relativen Fehlerkurve

Für binäre D-A-Wandler kann man ein äußerst genaues Bild von den Fehlern des Gerätes erhalten, wenn die Hadamard-Transformation auf die Relativfehler-Kurve angewandt wird. Diese Methode besteht in einer integralen Transformation mit Hilfe der Walsh-Funktionen. Die ersten acht Walsh-Funktionen sind aus dem Bild 6 ersichtlich.
Aus einigen Möglichkeiten [2] wurde diejenige ausgewählt, die von der Rademacherschen Funktion ausgeht. Diese Funktionen können durch folgende Gleichung gegeben werden:

$$R_p(x) = \text{sign}[\sin(2^{p-1}2\pi x)] \qquad p = 1, 2, 3, \ldots \qquad (7)$$

Daraus folgend, werden die Walsh-Funktionen folgendermaßen definiert:

$$w_0(x) = 1$$
$$w_p(x) = R_{p1}(x)\, R_{p2}(x) \ldots R_{p\xi}(x) \qquad (8)$$

wobei der Index p als Summe von Zweierpotenzen ausgedrückt wird:

$$p = 2^p + 2^{p2} + \ldots + 2^{p\xi}.$$

Zur Hadamard-Transformation werden die Funktionen in diadischer Zerlegung benutzt, wie im Bild 7 gezeigt ist. In den bekannteren Walsh-Transformationen werden eben die gleichen Funktionen in der Ordnung einer anwachsenden Folge benutzt, wobei die Folge (Sequenz) die Hälfte der Nulldurchgänge je Periode darstellt.
Der Nutzen der Fehlerkurventransformation eines D-A-Wandlers ergibt sich aus der Definition der Walsh-Funktionen. Angenommen, der zu untersuchende Wandler ist vom „Zuwachstyp", d. h., er synthesiert seine Übertragungsfunktion mit Summierung binärer Pegelstufen, die mit den einzelnen Eingangsbits gekoppelt sind. Bei Betrachtung der Rademacherschen Funktionen wird ersichtlich, daß diese Funktionen sowohl den „ausgeschalteten" (+1) als auch den „eingeschalteten" (—1) Zustand der Dekaden des Wandlers beschreiben. Damit charakterisieren nach der Transformation die Komponenten R (Rademachersche Funktionen) den Fehler der Pegelstufen. Die weiteren Funktionen zeigen gleichwertige (+1) und ungleichwertige (—1) Zustände von Stufenkombinationen auf. In

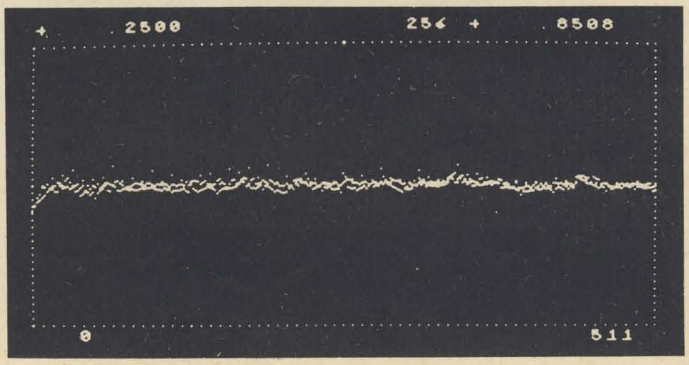


Bild 5: Differentieller Linearitätsfehler

eine Kombination gehen stets all die Stufen ein, deren komplementäre Funktion R an der Bildung der gegebenen Funktion w beteiligt war. Somit charakterisieren die Walsh-Komponenten jene Fehler, die aus der Wechselwirkung zwischen den Pegelstufen entstehen.

Wie hieraus folgt, teilt diese Transformation die Fehlerkurve auf in die Fehler der einzelnen Pegelstufen und in die Fehler, die aus der Wechselwirkung der Stufen entstehen. Die praktische Bedeutung dessen zeigt die Tatsache, daß eine D-A-Umsetzung des Zuwachstyps sehr verbreitet ist. Im Falle einer solchen Struktur ist meistens die Mehrzahl der Walsh-Komponenten mit einem Defekt eines oder mehrerer Bauteile verbunden, so daß diese Transformation sehr nützlich bei der Lokalisierung von Fehlern ist. Die dyadische Planung ist dann von Nutzen, wenn man den lokalen Wert des Binärindizes in umgekehrter Reihenfolge schreibt (d. h., wenn man diesen Index bitreversiert), da aus den so gewonnenen Binärzahlen unmittelbar die Pegelstufen abgelesen werden können, die den jeweiligen Indizes zugeordnet sind.

Für die Transformation benutzt man diskrete Äquivalente der stetigen Walsh-Funktionen.

Wenn man die Transformation für die relativen, auf eine Gerade mit den Parametern m und b bezogenen Fehler vornimmt, ergibt sich die k-te Walsh-Komponente zu

$$W_k = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} w_k[i-1]\frac{y_i - [m(i-1)+b]}{m} \qquad (9)$$

Hierzu können folgende Bemerkungen eingefügt werden:

a) w_0 ergibt den Mittelwert des relativen Fehlers

b) Für $k \neq 0$ nimmt Gl. (9) folgende Gestalt an:

$$W_k = \frac{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} w_k[i-1]y_i}{m} - \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} w_k[i-1]\cdot(i-1) \qquad (10)$$

da der Mittelwert der Walsh-Funktionen mit Ausnahme von $w_0(x)$ gleich Null ist

c) Wenn $k = 1, 2, 4, 8, \ldots$ ist, d. h., wenn W_k eine Rademachersche Komponente ist, so drückt das erste Glied in Gl. (10) die k-te binäre Pegelstufe in der Struktur der Funktion y(N) aus. Der rechte Ausdruck stellt die k-te Stufe der Bezugsgeraden dar. Somit ist W_k der Funktionen R ein meßbarer Kennwert, der die Abweichung der k-ten Pegelstufe von der Bezugsgeraden in der gleichen Maßeinheit angibt, wie sie auch zur Bezugsgeraden gehört.

d) Für den Fall der restlichen Walsh-Komponenten ist ersichtlich, daß der zweite Ausdruck in Gl. (10) gleich Null ist. (Für die Geradentransformation nach Walsh existieren nur die Komponenten R.) Damit gilt:

$$W_k = \frac{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} w_k[i-1]y_i}{m} \qquad (11)$$

Das alles bedeutet, daß die Walsh-Komponenten einen Fehler angeben, der aus den Wechselwirkungen zwischen den Pegelstufen entsteht und die Maßeinheit der Bezugsgeraden hat.

Zusammenfassend kann folgendes gesagt werden:

1. Von der Verschiebung (b) der Bezugsgeraden hängt nur der mittlere Fehlerwert ab.
2. Komponenten, die die Wechselwirkungen kennzeichnen, äußern sich in einer Änderung des Anstiegs, lediglich in anderen Maßeinheiten.
3. Die Komponenten R hängen sogar in zweifacher Hinsicht vom Anstieg der Bezugsgeraden ab.

Mit Hilfe des Programms wird der nach Hadamard transformierte Wert der Relativfehlerkurve, bezogen auf die Regressionsgerade, errechnet (Bild 7). Das Bild der

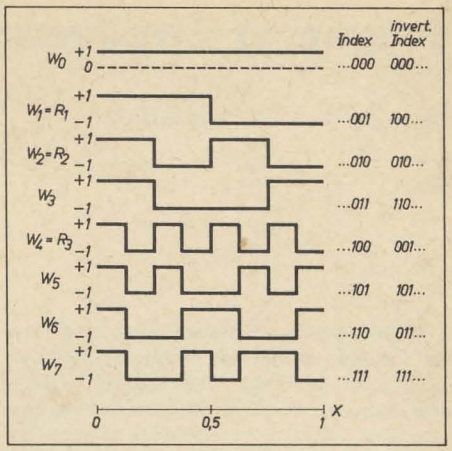


Bild 6: Walsh-Funktionen

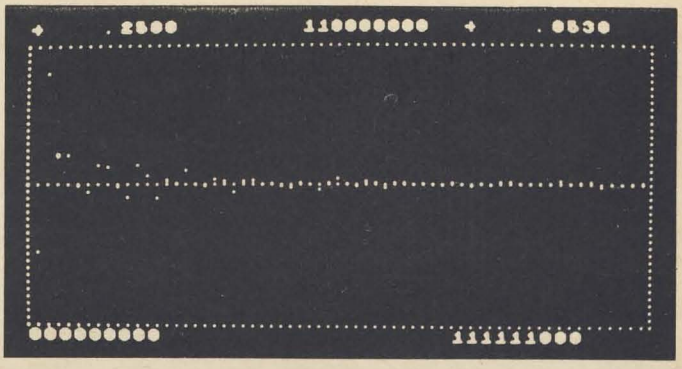


Bild 7: Transformation nach Hadamard

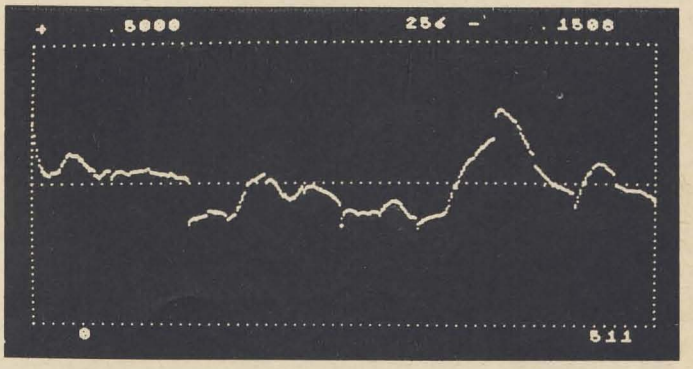


Bild 8: Nach Rademacher korrigierte Fehlerkurve

Funktionen ist für gewöhnlich auf den ersten Blick bei weitem nicht so informativ wie eine individuelle Untersuchung der Werte der einzelnen Komponenten. Diese Komponenten können in einer Tabelle nach der Zahl der im Binärindex auftretenden Einheiten zusammengefaßt werden.

Es eröffnet sich die Möglichkeit einer interessanten Untersuchung der Korrektur nach Rademacher. Dabei werden die Komponenten R vom Programm durchnumeriert und zurücktransformiert. Dadurch kann man feststellen, wie die Fehlerkurve des Wandlers ohne die Stufenabweichungen aussähe (Bild 8).

Neuere Modelle von D-A-Wandlern erstellen in den meisten Fällen zuerst den maximalen Pegel, die weiteren Pegelstufen werden entsprechend 2^{-n} eingestellt. Dabei kann sich die Korrekturerprobung Sal_1 als nützlich erweisen (Sal_1 ist die Bezeichnung der Funktion w_1 in der Zerlegung laut Folge). Hierbei wird dann vom Programm die Gerade mit dem Anstieg m_3 errechnet, für die die Komponente W_1 des transformierten Relativfehlers gleich Null ist. Für die Berechnungen wird die früher errechnete Komponente W_1 benutzt. Der Wert von b_3 wird ebenfalls, ausgehend von einem mittleren Fehlerwert von Null, errechnet. Dadurch erweist sich die Bezugsgerade als optimiert für die maximale Pegelstufe des untersuchten D-A-Wandlers. Die errechneten Komponenten R ergeben die Fehler, die bei der Einstellung der Pegelstufen unterlaufen waren.

Im Falle eines korrigierten Sal_1 (bezogen auf eine Gerade mit den Parametern m_3 und b_3) kann man folgende Funktionen darstellen:

die Fehlerkurve
den nach Hadamard transformierten Ausdruck
die nach Rademacher korrigierte Fehlerkurve.

Schlußfolgerungen

Das betrachtete Meß- und Datenverarbeitungssystem auf der Basis einer Kleinrechenanlage kann effektiv bei der Entwicklung und Überprüfung von Endprodukten eingesetzt werden, um eine schnelle und hochzuverlässige Überprüfung zu gewährleisten. Vergleichbare Messungen mit traditionellen Mitteln sowie ihre Interpretationen erfordern einen um einige Größenordnungen höheren Zeitaufwand.

Fortsetzung auf S. 214

Tragbarer Zweikanal-Magnetbandspeicher

Dr.-Ing. FOLKER DONNER

Im folgenden Beitrag wird ein tragbares Kassettenmagnetbandgerät beschrieben, das zur Speicherung von zwei verschiedenen Analogsignalen dient. Das Stereomagnetbandgerät MK 43 wurde zu diesem Zweck mit einer Zusatzelektronik ausgerüstet, die die aufzuzeichnenden Meßwerte in FM-Signale umsetzt. Der Frequenzbereich des batteriebetriebenen Gerätes umfaßt 0...280 Hz.

Zur Aufnahme geophysikalischer Meßwerte im Gelände wurde ein tragbares Magnetbandgerät benötigt, das sowohl Gleichspannungen als auch Wechselspannungen bis etwa 100 Hz aufzuzeichnen vermag. Da zwei unterschiedliche Signale gleichzeitig zu speichern waren, bot sich die Verwendung eines handelsüblichen Stereomagnetbandgerätes als Laufwerk an. Im Rahmen einer Neuerervereinbarung [1] wurde das für Netzbetrieb ausgelegte Gerät MK 43 auf Batteriebetrieb umgestellt und außerdem mit der für den gewünschten Anwendungszweck erforderlichen Elektronik ausgerüstet. Diese Elektronik setzt das aufzuzeichnende niederfrequente Signal, das wegen seiner zu tiefen Frequenz vom Magnetbandgerät nicht direkt aufgenommen werden kann, in ein höherfrequentes Signal um.

Um Ausmaß und Masse des Gerätes möglichst gering zu halten, mußte bei der Entwicklung auf möglichst geringe Leistungsaufnahme Wert gelegt werden.

Konzeption des Gerätes

Zur Umsetzung des aufzuzeichnenden Signals in den Frequenzbereich des Magnetbandgerätes MK 43 wurde das Frequenzmodulationsverfahren ausgewählt. Die Brauchbarkeit dieses Verfahrens für die Magnetbandspeichertechnik wurde bereits mehrfach nachgewiesen. Außerdem konnten Baugruppen und teilweise vorhandene Geräte verwendet werden, da Entwicklungen ähnlicher Art in den vergangenen Jahren bereits gemacht wurden [2].

Um die Masse des Gerätes nicht unnötig zu erhöhen, wurde lediglich die zur Aufzeichnung erforderliche Elektronik eingebaut, d. h. Vorverstärker und Modulatoren. Als Demodulationsgerät wird ein bereits vorhandenes Gerät mit einer Mittenfrequenz von 1 700 Hz verwendet. Damit ist die Grundfrequenz für die Modulatoren festgelegt.

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des zweispurigen Magnetbandspeichers. Die zu speichernden Signale durchlaufen Vorverstärker, deren Spannungsverstärkung von 1...100 einstellbar ist. Anschließend gelangen sie aur die Eingänge der Frequenzmodulatoren, deren Mittenfrequenz bei 1 700 Hz liegt und damit in einem Bereich, der vom Bandgerät mit Sicherheit aufgezeichnet wird. Die Modulatoren sind astabile Multivibratoren, deren Frequenz proportional zur Eingangsspannung geändert wird. Die an den Ausgängen der Modulatoren liegende frequenzmodulierte Impulsfrequenz wird auf dem Magnetband gespeichert.

Um trotz fehlender Demodulationseinrichtung eine Kontrollmöglichkeit zu haben, können die modulierten Signale sowohl auf der Aufnahme- als auch auf der Wiedergabeseite des Magnetbandgerätes abgehört werden. Um das zu ermöglichen, wurden ein Kontrollverstärker und ein Kleinlautsprecher in einem kleinen Zusatzgerät untergebracht, das über die Diodenbuchse an das Magnetbandgerät angeschlossen werden kann.

Die Stromversorgung des Gerätes erfolgt über Monozellen, deren Anzahl durch die vom Magnetbandgerät benötigte Betriebsspannung bestimmt wird. Die von den Vorverstärkern und Modulatoren benötigten Spannungen werden stabilisiert, wobei bei der Entwicklung der Stabilisatoren auf möglichst geringe Verlustleistung Wert gelegt wurde.

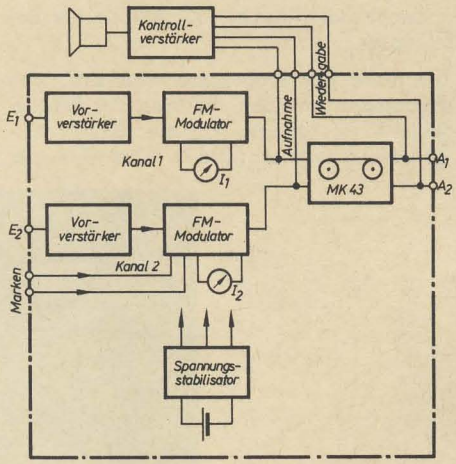


Bild 1: Blockschaltbild des zweispurigen Magnetbandspeichers

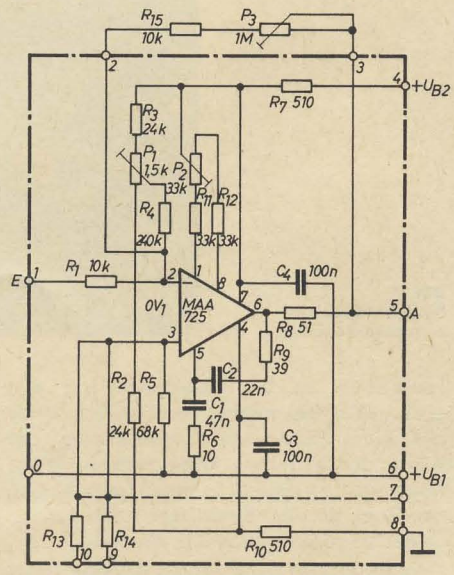


Bild 2: Schaltbild des Vorverstärkers

Schaltungsbeschreibung

Vorverstärker (Bild 2)

Als Vorverstärker wird der integrierte Operationsverstärker MAA 725 verwendet, der für den geforderten Anwendungszweck folgende Vorteile bietet:

- Geringe Nullpunktdrift infolge von Temperatur- bzw. Betriebsspannungsänderungen
- der Verstärker arbeitet auch bei sehr kleinen Betriebsspannungen; Spannungsbereich $U_B = \pm 3 ... \pm 15$ V
- geringer Leistungsverbrauch
- großer Arbeitstemperaturbereich
- geringe Eingangsrauschspannung.

Für den Betrieb des Vorverstärkers steht eine stabilisierte Spannung von 6,8 V zur Verfügung (s. u.). Da der Operationsverstärker eine bipolare Spannung benötigt, muß diese Spannung noch halbiert werden; das bedeutet, daß der Verstärker mit $\pm 3{,}4$ V betrieben werden muß. Bei dieser Spannung arbeitet der MAA 725 noch zuverlässig. Der Operationsverstärker wird als invertierender Verstärker betrieben, dessen Spannungsverstärkung mit Hilfe des Einstellwiderstandes P_3 zwischen 1 und 100 variiert werden kann. Damit ist die Anpassung des Modulators an beliebige Spannungsquellen möglich: Die Verstärkung wird so eingestellt, daß der Modulator bei der maximalen Eingangsspannung voll ausgesteuert wird.

Die Einsteller P_1 und P_2 dienen der Kompensation von Eingangsruhestrom und Offsetspannung. Der Abgleich erfolgt abwechselnd bei offenem und kurzgeschlossenem Eingang, so lange, bis keine Nullpunktverschiebungen am Ausgang des Verstärkers mehr auftreten.

Über die Widerstände R_{13}, R_{14}, die zum nichtinvertierenden Eingang führen, können zusätzlich zum jeweils anliegenden Signal Markierungen eingegeben werden, indem man die Anschlüsse 9 oder 10 über Schalter kurzzeitig gegen Masse schaltet. So wird auf diesen Eingang ein Gleichspannungsimpuls gegeben, der die Spannung am Ausgang des Verstärkers entsprechend ver-

---

Fortsetzung von Seite 213

Die Mehrzahl der errechneten Parameter sind klassische Kennwerte von D-A-Wandlern. Ein prinzipiell neues Charakteristikum ist die Transformation der Fehlerkurve nach Hadamard. Diese Transformation erweist sich bei der Lokalisierung von Fehlerquellen als ein äußerst nützliches Hilfsmittel.

Literatur

[1] Guttmann, W.: Introductory Engineering Statistics. New York: John Wiley & Sons 1965
[2] Harmuth, H. F.: Transmission of Information by Orthogonal Functions. New York: Springer-Verlag 1969

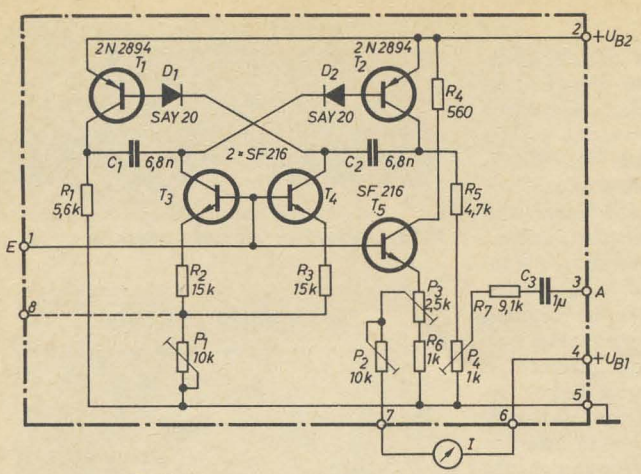


Bild 3: Schaltung des Modulators

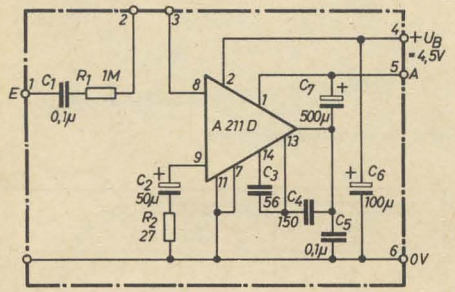


Bild 4: Beschaltung des IS A 211 D

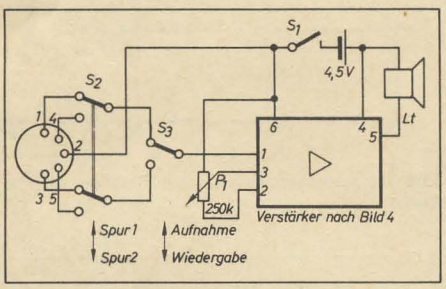


Bild 5: Schaltbild des Kontrollverstärkers

ändert. Da diese impulsförmigen Spannungen das zu registrierende Signal überlagern, ist auf diese Weise das Eingeben von Marken möglich.

Im hier vorgestellten Gerät wird Anschluß 9 an einen Taster geführt. Damit ist die Handeingabe von Markierungen möglich. An den Anschluß 10 kann ein externer Schalter angeschlossen werden, der dann z. B. die Eingabe von Wegmarken oder Zeitmarken ermöglicht. Durch unterschiedliche Dimensionierung der Widerstände R_{13}, R_{14} erhält man unterschiedliche Amplituden am nichtinvertierenden Eingang, so daß eine Trennung der Marken ohne Schwierigkeiten möglich ist. Von Nachteil ist u. U. die Abhängigkeit der Markenamplitude von der jeweils eingestellten Verstärkung. In diesem Fall schaltet man die Widerstände R_{13} bzw. R_{14} parallel zum frequenzbestimmenden Widerstand P_1 des Modulators (gestrichelt gezeichnete Leitung im Bild 3), wodurch man dessen Schwingfrequenz direkt verändert und nach der Demodulation Marken konstanter Amplituden erhält.

Modulator (Bild 3)

Das verstärkte Meßsignal gelangt auf den Eingang des Modulators, der von einem steuerbaren astabilen Multivibrator gebildet wird. Die verwendete Schaltung, die einem Spannungs-Frequenz-Wandler entspricht, weist sehr gute Linearität zwischen Eingangsspannung und Schwingfrequenz auf. Dieses Verhalten wird dadurch erreicht, daß die zeitbestimmenden Kondensatoren C_1, C_2 mit konstantem Strom entladen werden. Die dazu erforderlichen Konstantstromquellen bilden die Transistoren T_3, T_4 mit den Widerständen R_2, R_3, P_1. Mit P_1 wird die Schwingfrequenz auf 1,7 kHz eingestellt, wobei die Spannung am Eingang des Vorverstärkers Null sein muß. Um eine gute Stabilität der Frequenz zu erreichen, müssen für die frequenzbestimmenden Widerstände und Kondensatoren hochwertige Bauelemente verwendet werden (Styroflexkondensatoren, Metallschichtwiderstände).

Zur Anzeige von Nullpunkt und Aussteuerung wurden einfache Indikatorinstrumente verwendet, die keine Mittelstellung des Zeigers haben. Um dennoch den Nullpunkt in die Mitte zu legen, wird mit Hilfe des Transistors T_5 bei einer Verstärkereingangsspannung von 0 V eine Vorspannung erzeugt, die mit P_3 auf den erforderlichen Wert eingestellt wird.

Zusammen mit P_2 ist außerdem die Einstellung der zulässigen Maximalwerte der positiven und negativen Eingangsspannungen möglich. Diese Maximalwerte werden bestimmt durch die Verzerrungen der Signale in den Baugruppen Verstärker, Modulator oder Demodulator. Ihre Bestimmung erfolgt experimentell durch Erhöhen der Signalamplitude am Eingang des Vorverstärkers und Beobachtung der Signalform am Ausgang des Demodulators. Das vorliegende Gerät gestattet Maximalamplituden am Demodulatorausgang von $\pm$ 3 V. Die entsprechenden Signale am Modulatoreingang dienen der Kenntlichmachung der Aussteuerungsgrenzen an den Indikatoren. Die vom Modulator erzeugte Rechteckschwingung wird über C_3 dem Eingang des Bandgerätes zugeführt. Die für das Bandgerät MK 43 günstigste Spannung wird mit dem Potentiometer P_4 eingestellt.

Kontrollverstärker

Als Kontrollverstärker wird die integrierte Schaltung A 211 D verwendet, deren Beschaltung keine Besonderheiten aufweist (Bild 4). Der Schalter S_3 (Bild 5) gestattet sowohl das Abhören des aufzunehmenden Signals als auch des vom Band kommenden Signals. Durch Umschalten des Schalters S_2 ist die Kontrolle beider Kanäle möglich.

Aus Platzgründen wurde der Kontrollverstärker getrennt vom Magnetbandspeicher aufgebaut. Er wird von einer Flachbatterie gespeist. Der Anschluß an das Magnetbandgerät erfolgt über die Diodenbuchse.

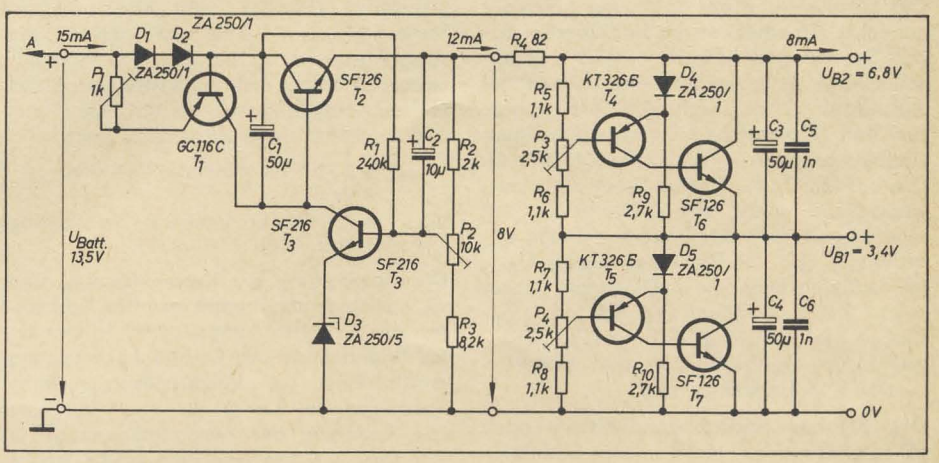


Bild 6: Spannungsstabilisator

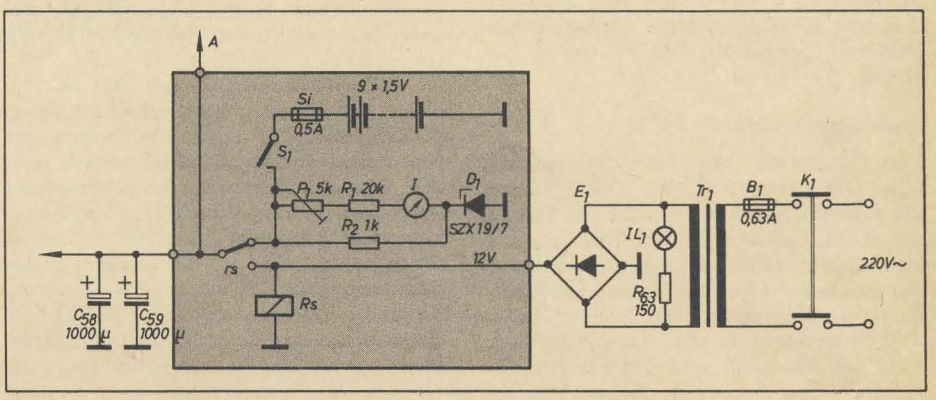


Bild 7: Änderungen am Netzteil des Bandgerätes MK 43 (der eingerahmte Bildteil enthält die zusätzlich eingebauten Bauteile)

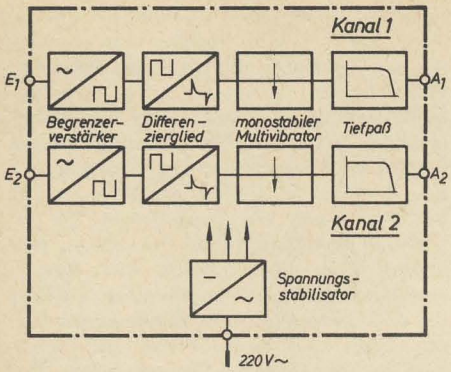


Bild 8: Blockschaltbild des Demodulationsgerätes

Spannungsstabilisierung

Die Batteriespannung wird durch die vom Magnetbandgerät benötigte Gleichspannung bestimmt. Experimentell wurde festgestellt, daß das Gerät bei Spannungen von 9...14 V zuverlässig arbeitet. Je nach Laufwerkfunktion werden Ströme von etwa 70 bis 200 mA benötigt. Um einen transportablen Betrieb zu ermöglichen, mußten neun Monozellen für die Spannungsquelle vorgesehen werden. Damit stehen zunächst 13,5 V zur Verfügung, die etwa der oberen Spannungsgrenze des MK 43 entsprechen. Um die Batterien möglichst lange nutzen zu können, sollte die untere Grenze bei 9 V liegen (unterhalb dieser Spannung fällt die Drehzahl des Motors ab). Aus dieser unteren Spannung muß die stabilisierte Spannung für die Elektronik gewonnen werden. Da dafür etwa 7 V benötigt werden, darf der Spannungsabfall über dem Regelteil im ungünstigsten Fall maximal 2 V betragen.

Die Stabilisierung der Spannung geschieht zunächst mit einem etwas modifizierten Serien-Spannungsstabilisator auf 8 V und anschließend mit einem bipolaren Spannungsstabilisator, der gleichzeitig die beiden für den Operationsverstärker benötigten Spannungen von $\pm$ 3,4 V erzeugt (Bild 6). Die aus D_1, D_2, P_1, T_1 bestehende Konstantstromquelle speist die Z-Diode D_3 mit einem konstanten Strom, dessen Größe unabhängig von der Batteriespannung U_{Batt} ist. Dadurch kann diese Diode mit einem relativ geringen Strom von 1,5...2 mA betrieben werden, ohne daß größere Spannungsschwankungen über der Referenzdiode D_3 zu befürchten sind.

Der bipolare Spannungsstabilisator nach [3] bewirkt neben einer weiteren Stabilisierung die Aufteilung in zwei gleichgroße Spannungen. Die Verluste über dem Widerstand R_1 werden infolge der bereits stabilisierten Spannung von 8 V gering gehalten.

Änderungen am Gerät MK 43

Vom Netzteil des Magnetbandgerätes wird eine Gleichspannung von 12 V geliefert, die sowohl den Motor als auch die Elektronik speist. Um das Gerät neben dem Batteriebetrieb weiterhin am Wechselspannungsnetz betreiben zu können, wurde das Relais Rs vorgesehen (Bild 7). Sobald über dem Transformator Tr_1 Spannung liegt, zieht das Relais an, und das gesamte Gerät wird aus dem Netz gespeist. Ist das nicht der Fall, fällt das Relais ab: Der Strom wird den Batterien entnommen.

Demodulationsgerät

Zur Rückgewinnung der auf dem Magnetband als frequenzmodulierte Signale enthaltenen Informationen wurden vorhandene Demodulationsgeräte verwendet. Ihre Funktionsweise soll anhand des Blockschaltbildes (Bild 8) erläutert werden.
Das vom Band kommende FM-Signal wird im Begrenzerverstärker so verstärkt, daß an seinem Ausgang eine Impulsfrequenz konstanter Amplitude entsteht, d. h., sie ist unabhängig von der Größe der am Eingang liegenden Spannung. Die Begrenzung wird mit einem über Dioden gegengekoppelten Verstärker erreicht. Damit wird gewährleistet, daß die Nulldurchgänge der FM-Schwingungen nicht verschoben werden und somit keine Phasenverzerrungen des Signals auftreten [2]. Die vom Diodenbegrenzer gelieferten Impulse werden differenziert, und mit den dabei entstehenden nadelförmigen Impulsen wird ein monostabiler Multivibrator angesteuert. Für eine störungsfreie Demodulation ist es von Bedeutung, daß Impulshöhe und -dauer der Multivibratorimpulse eine gute Konstanz aufweisen. Infolge der Frequenzmodulation der Impulsfrequenz werden Impulse in rascher Folge oder mit größeren zeitlichen Abständen vom monostabilen Multivibrator geliefert. Integriert man diese Impulsfolge, so erhält man das ursprüngliche Signal zurück. Diesem Zweck dient der die Kette abschließende Tiefpaß.

Eigenschaften des Magnetbandspeichers

Die im folgenden angegebenen Meßwerte beziehen sich auf die gesamte Anlage, d. h., die Signale wurden zunächst moduliert, auf Band gespeichert, anschließend abgespielt und demoduliert. Die Frequenzgangkurve (Bild 11) zeigt einen flachen Verlauf bis etwa 100 Hz, erst dann fällt die Ausgangsspannung ab. Die Frequenzcharakteristik wurde bei Vollaussteuerung des Gerätes aufgenommen, so daß man dem Bild folgende Werte entnehmen kann:

$u_{e\,max} = 0{,}71$ V für minimale Verstärkung ($v \approx 1$)

$u_{e\,max} = 7{,}1$ mV für maximale Verstärkung ($v \approx 100$)

Die Abweichung der Kurven für v_{min} und v_{max} voneinander beruht auf den Toleranzen der zur Verstärkungseinstellung benutzten Widerstände. Am Demodulatorausgang erhält man bei Vollaussteuerung eine Spannung von $u_a = 2{,}1$ V.
Die Änderung der Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Temperatur ist im Bild 12 dargestellt. Im Bereich von 0...35 °C ist der Fehler $\leq \pm 2{,}5\,\%$, bezogen auf den Maximalwert der Ausgangsspannung von $\pm$ 3 V.
Im Batteriespannungsbereich von 9...14 V bleibt der Fehler der Ausgangsspannung $< 0{,}5\,\%$ (Bild 13), so daß die verwendeten Monozellen weitestgehend ausgenutzt werden können. Der erlaubte Batteriespannungsbereich wird durch das Indikatorinstrument I im Bild 7 angezeigt. Die Z-Diode bewirkt, daß sich der erlaubte Batteriespannungsbereich über die gesamte Skale des Instrumentes erstreckt. Die vom Ungleichlauf des Bandgerätes herrührende Störspannung am Demodulatorausgang ist $< \pm$ 30 mV. Bezogen auf den maximal möglichen Aussteuerbereich von $\pm$ 3 000 mV

Fortsetzung auf Seite 227

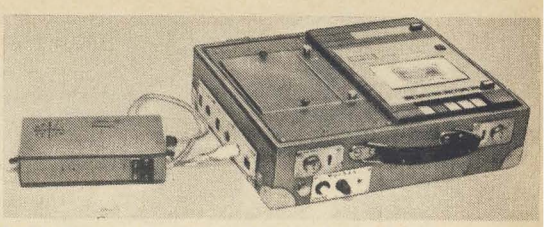


Bild 9: Zweikanaliger Magnetbandspeicher

Bild 10: Demodulationsgerät

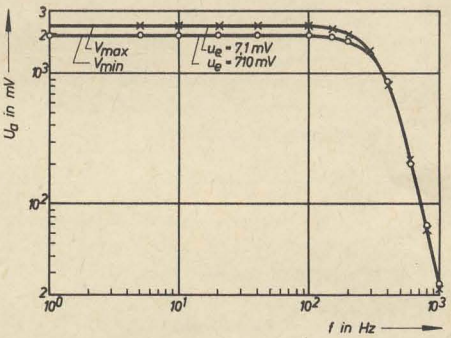


Bild 11: Ausgangsspannung als Funktion der Frequenz

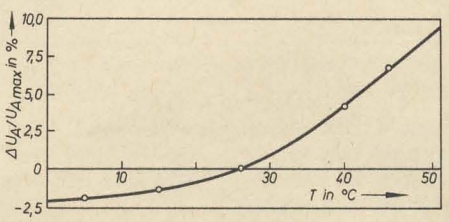


Bild 12: Temperaturabhängigkeit

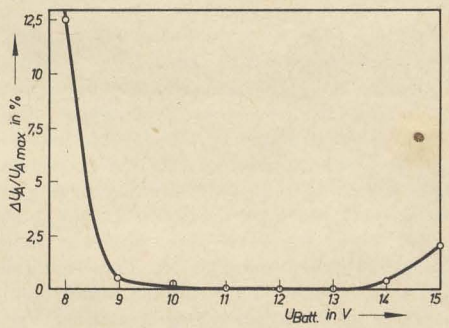


Bild 13: Einfluß der Batteriespannung

Technische Daten

maximale Eingangsspannung	
$U_{E\,max/v=1}$	$\pm$1 000 mV
$U_{E\,max/v=100}$	$\pm$10 mV
maximale Störspannung am Demodulatorausgang $U_{Stör}$	$\pm$30 mV
maximale Demodulatorausgangsspannung $U_{A\,max}$	$\pm$3 000 mV
Störspannungsabstand a	$\geq$ 40 dB
Frequenzbereich (3-dB-Abfall)	0...280 Hz
Temperaturbereich	0...40 °C
Batteriespannungsbereich U_B	9...14 V
Abmessungen in mm	360 × 300 × 140
Masse	6 kg

Untersuchungen an IS mit Elektronenspiegelmikroskopie und digitaler Bildbearbeitung

F. KUHLMANN, U. HEIN,
P. LIECKFELDT und A. GÜNTER

**Mitteilung aus der Sektion Physik
der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock
und dem Institut für Elektronik
der Akademie der Wissenschaften der DDR**

Mit Hilfe der digitalen, computergestützten Bildbearbeitung lassen sich die Möglichkeiten, die die Elektronenspiegelmikroskopie bietet, erweitern. In diesem Beitrag wird diese Thematik am Beispiel von Untersuchungen an analogen IS dargestellt.

Der Nachweis elektrischer und mechanischer Fehler integrierter Schaltkreise gelingt u. a. mit Hilfe der Elektronenspiegelmikroskopie (ESM). Dabei wurden vor allem Elektronenspiegel-Scanningmikroskope genutzt, die eine geringere Felderkennbarkeit als herkömmliche Elektronenspiegelmikroskope zeigen [1] [2]. Daher lag es nahe, integrierte Schaltkreise im herkömmlichen Elektronenspiegelmikroskop zu untersuchen, zumal den Autoren bereits die Abbildung eines integrierten Schaltkreises ohne schützende Oxidschicht demonstriert wurde. Für die Untersuchungen wurde ein in [3] beschriebenes Elektronenspiegelmikroskop mit Schattenabbildung benutzt, dessen schematischen Aufbau Bild 1 zeigt. Der im Strahlerzeuger gebildete Elektronenstrahl wird durch den auf Massepotential befindlichen Leuchtschirm hindurchgeschossen und vor dem Objekt gespiegelt. Das aus der Lochblende und dem Objekt gebildete Spiegelsystem ist ein Zerstreuungsspiegel. Die Katode des Strahlerzeugers und das Objekt liegen dabei auf negativem Hochspannungspotential.

Aufgabe der Untersuchungen war es, integrierte Schaltkreise im Elektronenspiegelmikroskop zunächst ohne äußere Spannung mit und ohne Oxidschicht abzubilden und zu klären, inwieweit bereits damit Defekte am Bauelement lokalisiert werden können. Neben groben Defekten am Bauelement, wie z. B. durch Porösität oder elektrische Schwachstellen der Oxidschicht bedingte Kurzschlüsse zwischen aufgedampften Metallschichten und der Unterlage, ist ein mutmaßlicher Defekt im integrierten Schaltkreis ein sich zwischen dem Emitter und dem Kollektor eines Transistors ausbildender Diffusionskanal infolge der in der Oxidschicht vorhandenen positiven Ladungsträger. Experimentell wurden deswegen zunächst integrierte Schaltkreise mit schützender Oxidschicht abgebildet.

Im Zusammenhang mit der Abbildung integrierter Schaltkreise, deren Oberfläche zu einem erheblichen Teil mit einer isolierenden Deckschicht (z. B. SiO_2) überzogen ist, spielt die Stabilität des Oberflächenpotentials eine entscheidende Rolle. Dabei ist prinzipiell durch den Auffall der im abbildenden Elektronenstrahl vorhandenen schnellen Elektronen auf die Objektoberfläche eine negative Aufladung zu beobachten. Entsprechend dem im Bild 2 vorgestellten Modell stabilisiert sich das dabei entstehende negative Oberflächenpotential, wenn das aufgebaute Gegenfeld ausreicht, einen weiteren Elektronenauffall zu verhindern. Der sich einstellende Wert beträgt etwa —2 V bei einer Objektspannung von

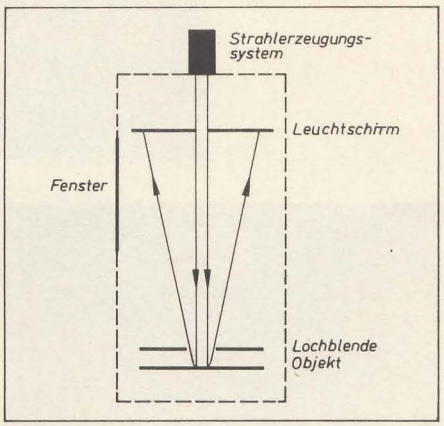


Bild 1: Schematischer Aufbau eines Elektronenspiegelmikroskops

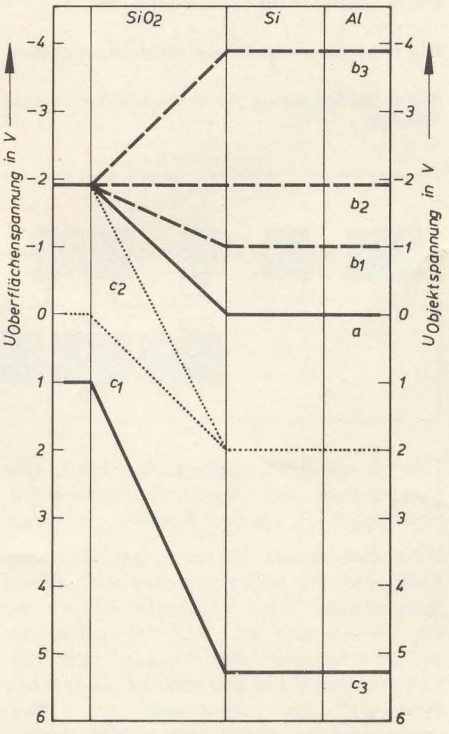


Bild 2: Modell zur Abbildung von Isolatorschichten im Elektronenspiegelmikroskop

0 V (Fall a). Er ist in erster Linie von der Energieverteilung der Elektronen im beleuchtenden Strahl (Katodentemperatur) abhängig. Änderungen der Objektspannung zu negativen Werten wirken sich so lange nicht auf das Oberflächenpotential aus, wie keine zusätzlichen Elektronen aus dem Elektronenstrahl bzw. aus der Si-Unterlage auf die Oberfläche gelangen. Letzteres erfolgt erst bei relativ hohen negativen Objektspannungen durch Elektroneninjektion aus dem Si in das SiO_2 (Fall b_{10}). Mit dem Einsetzen der Elektroneninjektion verschiebt sich das Oberflächenpotential schnell zu höheren Werten, wodurch die sogenannte negative Grenze des Abbildungsbereichs erreicht wird.

Ändert man die Objektspannung in positiver Richtung, so wird wegen des konstanten Spannungsabfalls an der SiO_2-Schicht auch das Oberflächenpotential kurzzeitig positiver (Fall c_1). Durch den dann wieder möglichen Elektronenauffall stellt sich der ursprüngliche Wert jedoch so lange wieder ein, bis alle für die Elektronen erreichbaren Oberflächen-Haftstellen besetzt sind (Fall c_2). Eine weitere Erhöhung der positiven Objektspannung führt zu einer positiven Oberflächenspannung, d. h. zu einem ständig zunehmenden Elektronenstrom auf die Probe und damit zur positiven Grenze des Abbildungsbereiches (Fall c_3). Nur innerhalb dieser Grenzen ist bei stabilem Oberflächenpotential eine Abbildung von integrierten Schaltkreisen bzw. ganz allgemein von isolierenden Oberflächen möglich [4].

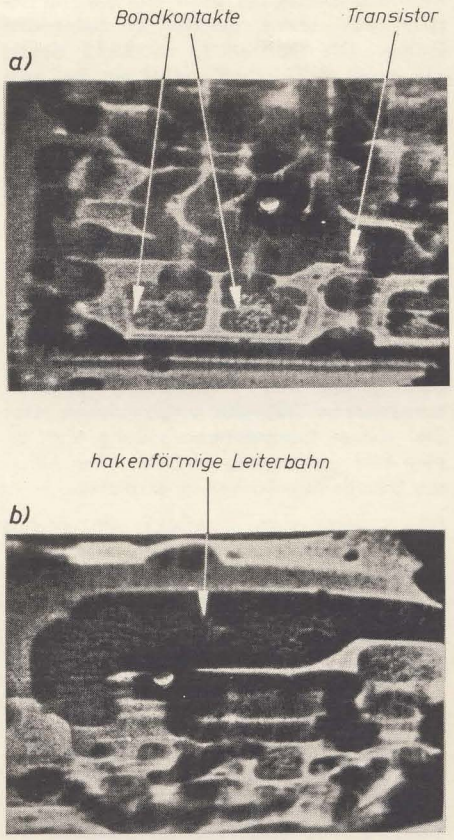


Bild 3: Integrierter Leseverstärker mit Oxidschicht

Abbildung integrierter Schaltkreise mit Oxidschicht

Bild 3 zeigt verschiedene Bereiche der Oberfläche eines integrierten Schaltkreises (Leseverstärker), aus dem Übersichtsbilder zusammengesetzt werden könnten. Bei diesem Typ wurde eine Stabilisation des Oberflächenpotentials für die Dauer von 60 s bei minimaler Beschleunigungsspannung und minimalem Katodenheizstrom erreicht. Die einzelnen Bauelemente wurden dabei mit Hilfe eines lichtmikroskopischen Vergleichsbildes identifiziert. Wegen eines Verschiebungseffektes sind die Leiterbahnen hier besonders breit abgebildet. Deutlich sind Bondinseln und Transistoren zu erkennen. An einem integrierten Operationsverstärker A 109 konnte demonstriert werden, daß durch Variation des Grundelektrodenpotentials des integrierten Schaltkreises von negativen zu positiven Werten hin Strukturen aus unterschiedlichen Tiefen des Schaltkreises bis zu den unter der Oxidschicht liegenden, in Inseln enthaltenen Bauelementen ohne gegenseitige Bildstörung unabhängig voneinander sichtbar gemacht werden können [6].

Abbildung ohne Oxidschicht

Nach Absätzen der Leiterbahnen, Bondinseln und der Oxidschicht wurden sowohl von einem integrierten Leseverstärker als auch vom A 109 Übersichtsaufnahmen angefertigt. Bild 4 zeigt eine Übersichtsaufnahme des Leseverstärkers. Die Lage der isolierten Inseln und die in ihnen enthaltenen Bauelemente sind zu erkennen. Im oberen Teil des Bildes liegen zwischen den p-leitenden Inseln für Bondkontakte einzelne Widerstände. Die darunter befindlichen Transistoren werden als helle Gebiete in dunklen, negativen Inseln abgebildet, die die Kollektoren der Transistoren sind. Der rechteckige, hell abgebildete Kern besteht aus der Basis und dem im unteren Teil etwas dunkler erscheinenden Emitter. Die Darstellung im Bild 5 deutet auf einen elektrischen Defekt hin, bei dem ein Gebiet der Oberfläche des Bauelementes eine andere Aufladung als seine Umgebung besitzt, die auch bei stärkeren negativen Objektspannungen noch abgebildet wird [5].

Bildverbesserung mit dem Digitalen Bildbearbeitungssystem DBS 4000

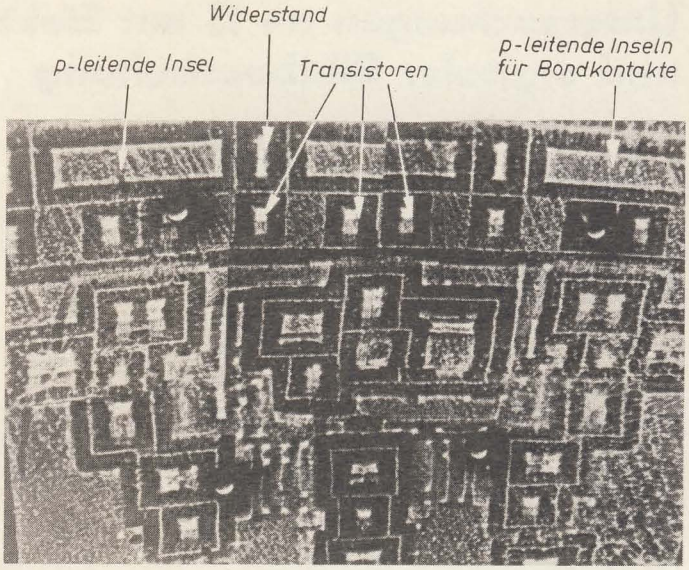
Um die Aussagekraft der mit dem Elektronenspiegelmikroskop gewonnenen Aufnahmen zu erhöhen, wurde eine Weiterverarbeitung mit dem Digitalen Bildbearbeitungssystems DBS 4000 vorgenommen. Das Ziel dieser Computerbearbeitung war es, eine Bildverbesserung im Sinne einer höheren Detailerkennbarkeit zu erreichen.

Bild 6 zeigt zum Überblick ein grobes Blockschaltbild des im Institut für Elektronik der Akademie der Wissenschaften der DDR aufgebauten Systems DBS 4000 [6]. Kernstück ist ein Prozeßrechner PRS 4000 mit ESER-Peripherie. Bildeingabemöglichkeiten bestehen für bereits in digitaler Form vorliegende Bilder über Computermagnetband bzw. für Fotos über ein Bildabtastgerät auf Basis eines Bildfunksenders. Bei der hierbei notwendigen Digitalisierung wird jede Bildpunktamplitude in ein 8-Bit-Wort umgesetzt. Zur Ausgabe der bearbeiteten Bilder auf Fotopapier oder Film ist ein Bildausgabegerät BAG 1, eine Komponente der Wetterbildempfangsstation WES-2 [7], mit dem Rechner gekoppelt.

Beim Einsatz des eingangs beschriebenen ESM wird als Informationsspeichermedium fotografischer Film verwendet. Durch die Bildverbesserung soll dem Interpreter der auf dem fotografischen Material noch enthaltene, durch das menschliche Auge ohne Hilfsmittel aber nicht oder nur schwer wahrnehmbare Anteil der Bildinformation zugänglich gemacht werden. Es bieten sich dabei solche Verfahren wie die elektronische Bildvergrößerung, die Kontrastverstärkung und die Falschfarbkodierung an. Außerdem lassen sich verschiedene Verfahren der digitalen Bildfilterung anwenden [8]. Sie erfordern i. allg. schon mehr Kenntnisse über die hervorzuhebende sinnvolle Bildinformation. Es sollen deshalb hier nur jene Verfahren kurz vorgestellt werden, die bisher zur Verarbeitung der ESM-Bilder angewendet wurden.

Die Bildvergrößerung mit dem Rechner ist frei von Abbildungsfehlern. Eine n-fache Vergrößerung wird durch n-faches Wiederholen eines Bildpunktes in Zeilen- und Spaltenrichtung oder durch Einfügen linearer interpolierter Bildpunkte zwischen die Originalpunkte realisiert. Eine Kontrastverstärkung wird erreicht, wenn der Grautonabstand zwischen Bildpunkten ähnlicher Amplitude vergrößert wird. Bild 7 zeigt einige simple Beispiele der Transformation der Bildpunktamplitude x_{mn}. Im Fall a erfolgt die Transformation nach einer stückweise linearen Kennlinie, wobei in diesem Fall im Bereich niederer und höherer Amplituden (sehr dunkle und sehr helle Bildbereiche) eine Kontrastminderung, im Bereich mittlerer Grautöne eine Kontrastverstärkung erreicht wird. Die Fälle b und c sind aus a abgeleitete Spezialfälle. Beim Fall b wird der Schwärzungsbereich $50 \leqq x_{mn} \leqq 100$ extrem auf den gesamten darstellbaren Wertebereich ausgedehnt. Fall c ist durch die Funktion $y_{mn} = (k \cdot x_{mn}) \bmod 255$ ($k > 1$, reell) definiert. Hierbei wird der Wertebereich mehrmals zyklisch durchlaufen.

Bild 4: Übersichtsaufnahme des Leseverstärkers (abgeätzt)



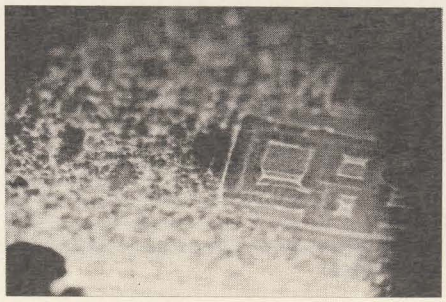


Bild 5: Schaltkreis mit elektrischem Defekt

Bild 7: Zur Transformation der Bildpunktamplitude ▶

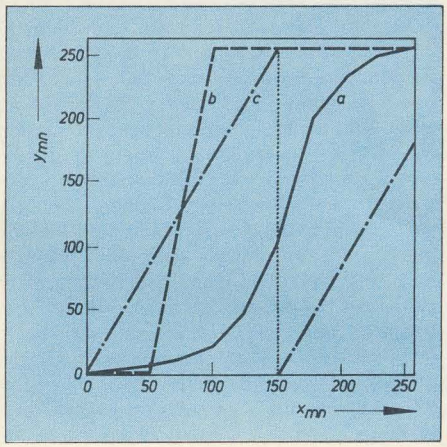


Bild 6: Blockschaltung des Bildbearbeitungssystems DBS 4000 ▼

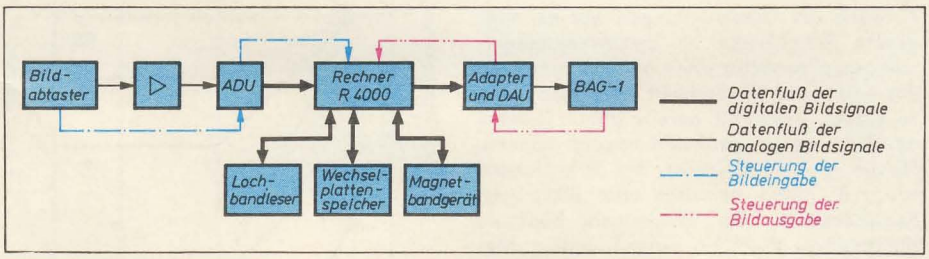
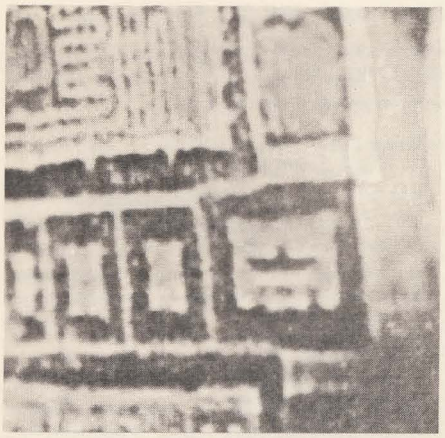
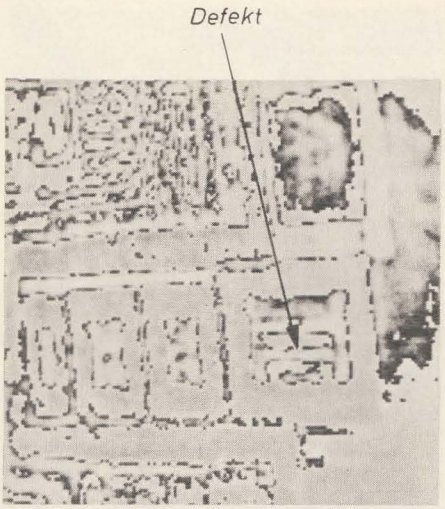


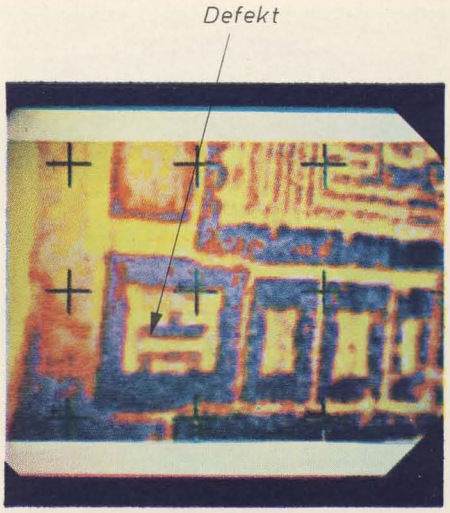
Bild 8: Verschiedene Bearbeitungsbeispiele.
Fotos (7): Werkfotos



a) Dreifache Vergrößerung eines Bildausschnittes



b) Kontrastverstärkung nach Bild 7, Fall c



c) Falschfarbkodierung

Zur Falschfarbkodierung wurden verschiedene Bearbeitungsbeispiele des interessierenden Bildausschnitts auf Film ausgegeben. Anschließend wurde jedes Beispiel einem Farbkanal eines Multispektralprojektors MSP 4 zugeordnet. Durch Überlagerung der einzelnen Farbkanäle im Projektor entsteht eine Falschfarbkodierung des Originals.
Bild 8 zeigt ein Bearbeitungsbeispiel. Die Falschfarbkodierung nach Bild 8c erfolgte durch Überlagerung von Original und zwei Beispielen der Kontraständerungen nach Bild 7, Fall c, mit unterschiedlichem k.

Literatur

[1] Cline, J. E.; Morries, J. M.; Schwartz, S.: Scanning Electron Mirror Microscopy and Scanning Electron Microscopy of Integrated Circuits. IEEE Trans. Elektr. Devices ED 16 (1969) S. 371
[2] Lukjanow, A. E.; Rau, E. J.; Spivak, G. W.: Spiegel- und Niederspannungsbetrieb des Rasterelektronenmikroskops. Izvestija Akademii Nauk SSSR Ser. fizičeskaja 38 (1974) H. 7, S. 1406–1408
[3] Becherer, G.; Kuhlmann, F.: Untersuchungen zum Aufbau eines Elektronenspiegelmikroskops im Druckbereich von $10^{-7}...10^{-8}$ Torr. Experimentelle Technik der Physik 18 (1971) H. 39, S. 119 bis 131
[4] Kuhlmann, F.; Hein, U.: Untersuchungen mittels Elektronenspiegelmikroskopie an SiO_x-Schichten. Rostocker Physikalische Manuskripte 3 (1979) H. 5, S. 147
[5] Kuhlmann, F.; Knick, I.: Zur Untersuchung integrierter Schaltkreise mittels Elektronenspiegelmikroskopie (Schattenabbildung). Experimentelle Technik der Physik 25 (1977) H. 1, S. 81–88
[6] Lieckfeldt, P.; Günter, A.: Digitale Bildbearbeitung mit dem System DBS 4000. Bild und Ton 33 (1980) H. 1, S. 15–21
[7] Plauschin, U.; Schneider, W.: Das Bildaufzeichnungsgerät BAG 1 zur Aufzeichnung von Wettersatellitenbildern. radio fernsehen elektronik 20 (1971) H. 23, S. 767, 768, 774–778
[8] Lieckfeldt, P.: Beispiele zur Anwendung zweidimensionaler linearer Transformationen für die Bearbeitung digitaler Bildinformationen. Nachrichtentechnik · Elektronik 28 (1978) H. 1, S. 96–99

Wurfweitenmeßsystem

Dipl.-Phys. STEFAN SÜSS

Mitteilung aus dem VEB Carl Zeiss JENA

Zur elektronischen Weitenmessung in leichtathletischen Disziplinen entwickelte der VEB Carl Zeiss JENA das im folgenden vorgestellte Wurfweitenmeßsystem, das auch zu den Olympischen Spielen 1980 in Moskau eingesetzt werden wird.

Seit einigen Jahren werden bei bedeutenden internationalen Leichtathletikveranstaltungen halb- oder vollautomatische Weitenmeßsysteme auf der Grundlage sog. elektrooptischer Winkel-Streckenmeßgeräte eingesetzt. Diese Geräte wurden für die Lösung geodätischer Aufgaben entwickelt und mit Hilfe speziell programmierter Rechner zu einem Weitenmeßsystem kombiniert. Im Gegensatz zur elektronischen Zeitmessung, die bereits alltäglich bei Sportveranstaltungen auf fast allen Leistungsebenen ist, wird jedoch die Weitenmessung bisher nur bei bedeutenden Veranstaltungen eingesetzt, da noch keine speziellen Geräte dafür auf dem Markt sind.

Folgende Möglichkeiten und Vorteile ergeben sich für den Einsatz dieser Anlagen:

- Die Messung ist schneller und exakter als die Stahlbandmessung und unabhängig von der Wurfweite. Die Meßzeit beträgt etwa sieben Sekunden.
- Die Meßergebnisse können automatisch zur Anzeige gebracht werden.
- Die Meßmethode ist frei von allen subjektiven Fehlern, die vor allem durch den Einfluß des Menschen bei der Stahlbandmessung (Zuruf, Aufschreiben, Übertragen usw.) entstehen.
- Die automatische Weiterverarbeitung der Meßergebnisse wie Ausdruck, Sortieren nach besten Würfen, Berücksichtigung von Welt- und Europarekorden u. dgl. ist innerhalb kürzester Zeit möglich.
- Die Anzahl der benötigten Kampfrichter im Stadioninnenraum wird reduziert, so daß dem Zuschauer ein besserer Überblick möglich ist.

Meßverfahren

Meßprinzip

Da die Aufstellung des Weitenmeßgerätes aus verständlichen Gründen nicht am Abwurfpunkt erfolgen kann, muß die Wurfweite W indirekt über eine kombinierte Winkel-Streckenmessung trigonometrisch mit Hilfe des Kosinussatzes gemessen und berechnet werden. Dazu sind folgende Vorarbeiten notwendig:

- Festlegen eines exzentrisch zum Wurfkreismittelpunkt liegenden Gerätelotpunktes und Messung der Horizontalentfernung e zwischen beiden Punkten mit größtmöglicher Genauigkeit
- Festlegen einer Horizontalkontrollrichtung (Nullung des Hz-Kreises) und Bestimmen des Horizontalwinkels Hz_A zum Wurfkreismittelpunkt
- Aufstellen eines Reflektors (Bild 2) in Kontrollrichtung und Messung der Distanz als Kontrolle bei auftretenden Differenzen bei der Messung mit beiden Geräten.

Die exakte Bestimmung der Wurfkreismittelpunkte wird dabei vorausgesetzt.
Nach Eingabe der vor dem eigentlichen Wettkampf ermittelten Größen e, Hz_A und des bekannten Wurfkreisradius r in das Bedienpult des Meßgerätes (Bild 1) müssen während des Wettkampfes automatisch nur noch die Schrägentfernung D_s, der Vertikalwinkel V und der Horizontalwinkel Hz_E gemessen werden.

Die Wurfweite W ergibt sich aus der Gleichung

$$W = \sqrt{a^2 + e^2 - 2ae \cos (Hz_A - Hz_E)} - r \qquad (1)$$

mit $a = D_s \sin V$.

Erfassung der Daten mit einem elektrooptischen Meßgerät

Bei dem in Moskau zur Olympiade zum Einsatz kommenden Meßsystem handelt es sich um ein speziell für die Wurfweitenmessung konzipiertes vollautomatisches Winkel-Streckenmeßgerät. Die Strecke wird mit

Bild 1: Wurfweitenmeßsystem aus dem VEB Carl Zeiss JENA

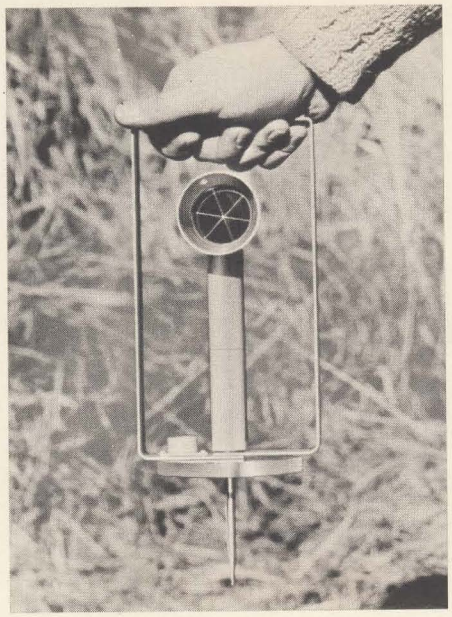


Bild 2: Zielzeichen mit Reflektor
Fotos (2): H.-J. Eckert

einem modulierten Infrarotstrahl nach dem Prinzip der digitalen Messung des Phasenunterschiedes zwischen gesendetem und empfangenem Signal bestimmt.

Die Winkelmessung erfolgt über eine elektrooptische Teilkreisablesung. Der mittlere Richtungsmeßfehler liegt bei etwa $\pm$ 1 mgon ($\pm$ 10cc), der mittlere Streckenmeßfehler bei $< \pm$ 10 mm. Damit ist eine Berechnung der Wurfweite mit einer Genauigkeit von $\leqq \pm$ 10 mm möglich.

Das im Gerät eingesetzte Mikroprozessorsystem steuert den kompletten Messungsablauf für die vollautomatische Winkel- und Streckenmessung und berechnet aus den gemessenen Daten V, Hz_A, Hz_E, e, a, und der eingegebenen Größe r die Wurfweite W entsprechend Gl. (1). Die Messung und Berechnung der Wurfweite im Gerät erfolgt in etwa 7 s.

Neben noch anderen möglichen Berechnungen (reduzierte Strecke, Winkelmessung usw.) ist das Programm so ausgelegt, daß automatisch Wiederholungsmessungen zur Steigerung der Genauigkeit bei der Ausmessung der Basis sowie die Ermittlung und automatische Korrektur von Gerätefehlern (Höhenindexfehler, Seitenkollimationsfehler) möglich sind.

Zur weiteren Erhöhung der Meß- und Bediensicherheit sind verschiedene Kontrollprogramme vorgesehen. Um Fehlbedienungen (z. B. Änderung der eingegebenen Parameter) während des Wettkampfes zu vermeiden, können verschiedene Funktionen blockiert werden.

Mit diesem Instrument kommt bei den Weitenmessungen erstmals ein Gerät zum Einsatz, das ohne zusätzlichen Rechner die Wurfweite mit hoher Genauigkeit und in kürzester Zeit automatisch mißt, berechnet und entsprechend dem internationalen Regelwerk auf gerade Zentimeter abrundet und anzeigt. Die so ermittelte Wurfweite wird im On-line-Betrieb zur Stadionfeldanzeige weitergeleitet.

Verarbeitung der gemessenen Werte bis zur Feldanzeige

Zur wesentlichen Erhöhung der Sicherheit der elektronischen Wurfweitenmessung bei olympischen Spielen wird auch in Moskau mit zwei Geräten parallel gemessen, wobei beide Geräte um wenige Meter entfernt vom Wurfkreismittelpunkt aufgestellt werden. Beide Meßgeräte ermitteln zeitlich annähernd parallel (abhängig vom Bedienenden) die Wurfweite W. Diese Werte werden im On-line-Betrieb zu einem speziellen Rechner in der Stadionfeldanzeige geleitet.

Beide Meßwerte werden verglichen, wobei eine Grenze von $|W_1 - W_2| = 2$ cm eingehalten werden muß. Wird diese Forderung nicht erfüllt, erfolgt eine Anzeige an beiden Meßgeräten, daß eine Wiederholungsmessung notwendig ist. Bei Ausfall eines Gerätes wird der Meßwert des anderen Gerätes angezeigt. Ein Austausch des defekten Gerätes ist innerhalb kürzester Zeit möglich. Nach der Mittelwertbildung aus beiden Ergebnissen erfolgt die Abrundung auf gerade Zentimeter.

Die zu jedem Wurf notwendigen Kennzeichnungen wie Start- und Versuchsnummer werden an der Stadionfeldanzeige von einem Kampfrichter eingegeben. Sollte bei einem ungültigen Wurf trotzdem eine Messung erfolgt sein, wird dieser Wert vom Rechner der Kleinanzeige nicht angenommen, sofern bereits eine Null in der Anzeige steht.

Bei einer eventuell notwendig werdenden Wiederholungsmessung oder bei Ausfall eines Gerätes ist es ratsam, die Kontrollrichtung und die Kontrollstrecke auszumessen.

Möglichkeiten der Weiterleitung der Wurfweite

Das für die Olympiade 1980 konzipierte System für die Datenverarbeitung sieht eine Weiterleitung und Erfassung aller Wettkampfdaten und Ergebnisse vor. Durch die Ermittlung und Anzeige der Wurfweite im On-line-Betrieb ist gleichfalls die sofortige Weiterleitung aller Daten zum Zentralrechner realisiert. Gleichfalls wird derzeit eine Lösung erprobt, die Wurfweite einschließlich der Start- und Versuchsnummer direkt in die Fernsehübertragung einzublenden, so daß eine wesentlich schnellere Information für den Fernsehzuschauer möglich wird.

Fehlerquellen und ihre Eliminierung

Entsprechend der angegebenen Gleichung für die Berechnung der Wurfweite ergeben sich folgende Fehlerquellen:

- Genauigkeit der Bestimmung des Basisabstandes. Durch ein spezielles Programm mit Wiederholungsmessungen und Berücksichtigung des Höhenindexfehlers ist eine Bestimmung der Basis e auf wenige Millimeter möglich (angesetzt werden bei allen folgende Betrachtungen $\pm$ 3 mm).
- Bestimmung der Horizontalkontrollrichtung und Messung des Winkels Hz_A. Diese Messung ist in mehreren Sätzen unter Ausschaltung aller Fehlerquellen möglich, so daß dieser Fehler vernachlässigt werden kann. Durch die Differenzbildung während der eigentlichen Messung von Hz wird der Seitenkollimationsfehler korrigiert.
- Bestimmung des Wurfkreismittelpunktes nach den international gültigen Regeln. Diese Messung ist ebenfalls mit hoher Genauigkeit mit einem geeichten Bandmaß vor Wettkampfbeginn durchführbar.

Diese drei Fehleranteile gehen in die Fehlerbetrachtung nur unwesentlich ein. Entscheidend für die Genauigkeit der berechneten Wurfweite W sind die zu erwartende Genauigkeit für die reduzierte Strecke a (Berechnung aus Schrägstrecke D_s und dem Vertikalwinkel V) sowie die Bestimmung des Horizontalwinkels Hz_E.

Eine Fehleranalyse ergab, daß auf Grund der mit dem System zu erwartenden Genauigkeit der Strecken- und Richtungsmessung die Genauigkeit der Wurfweitenmessung $\leqq$ 10 mm gewährleistet werden kann.

Wesentliche Verantwortung kommt dem Kampfrichter bei der Bedienung des Systems zu. Wie die Abschätzung und Betrachtung der Fehleranteile zeigt, ist ein wesentlicher Punkt die Einmessung und Bestimmung der notwendigen Konstanten. Ein hier auftretender grober Fehler verfälscht jedes Meßergebnis systematisch. Diese Messungen müssen mit größter Sorgfalt vor Wettkampfbeginn ausgeführt werden.

Während des Wettkampfes allein entscheidend ist die exakte Anzielung des als Reflektor ausgebildeten Zielzeichens, das an dem Auftreffpunkt eingestochen wird. Vorausgesetzt wird, daß das Zielzeichen mit Hilfe der angebrachten Dosenlibelle vertikal gehalten wird. Der weitere Meßprozeß läuft vollautomatisch ab.

Eine weitere Verantwortung übernimmt der Operator am Meßgerät bei der Kontrolle der am Gerät angezeigten Wurfweite, bevor die Übergabe auf Tastendruck an die Stadionfeldanzeige erfolgt. Somit können grobe Fehler eines Gerätes sofort ausgeschaltet werden. Nach dem bereits erläuterten Programm des Rechners in der Feldanzeige wird dann die Wurfweite des zweiten Gerätes weiterverarbeitet. In diesem Fall sollte der Operator sofort die Kontrollrichtung und Strecke ausmessen.

Es kann festgestellt werden, daß Fehlbedienungen durch den Operator am Gerät fast vollständig ausgeschaltet worden sind. Das

Fortsetzung auf Seite 230

Erweiterungsfähige Mikrorechnergrundstufe

Dr.-Ing. HEINZ PÄTOW

Mitteilung aus der Pädagogischen Hochschule „Liselotte Herrmann", Güstrow

Mit dem im VEB Kombinat Funkwerk Erfurt produzierten Mikroprozessor U 808 D ist es möglich, eine erweiterungsfähige Mikrorechnergrundstufe auch ohne Speicherbausteine aufzubauen. Dadurch kann der gesamte Befehlsvorrat des Mikroprozessors im Einzelbefehlsbetrieb dafür genutzt werden, Programme zu entwickeln, die später in jeden beliebigen RAM oder ROM eingebracht werden und damit die Grundlage von Programmsystemen bilden können. Für technische Ausbildungszwecke am Mikrorechner selbst ist diese Grundstufe ebenfalls geeignet.

In einer Vielzahl von Veröffentlichungen wird über den erfolgreichen Einsatz von Mikroprozessoren berichtet, wobei in der Regel über technische Realisierungsvarianten wenig ausgesagt wird. Es mag dem mit dieser Technik vertrauten Fachmann wenig sinnvoll erscheinen, bekannte Grundschaltungen der digitalen Elektronik in diesem Zusammenhang erneut vorzustellen, doch bringt das komplexe Zusammenwirken größerer Peripherieschaltungen mit hochintegrierten Schaltkreisen, wie z. B. dem Mikroprozessor U 808 D, durchaus eine Menge einzelner Probleme. Da gerade beim Entwurf und Aufbau einer Mikrorechnervariante Software- und Hardwarelösungen eine dem beabsichtigten Einsatz adäquate Einheit bilden müssen und beide gerade in der Realisierungsphase aufeinander abzustimmen sind [1], ist die Kenntnis des Wirkungsprinzips des Prozessors und sein funktionales Zusammenwirken mit peripheren Systemen von großer Wichtigkeit. Der zunehmende Integrationsgrad mikroelektronischer Schaltkreise wird dementsprechend den Aufwand an peripherer Elektronik verringern, die bisher aus Schaltkreisen geringeren Integrationsgrades besteht. Dennoch ist es notwendig, die komplexe Funktion der Peripherieelektronik (Multiplexer, Steuerlogik, Adreßregister usw.) zu verstehen, um später nicht mit Bausteinen umzugehen, deren (viele) Anschlüsse nur einfach miteinander verbunden werden. Das Verständnis ist deshalb notwendig, um in großen Zusammenhängen die Wirkungsgrundlagen und Übertragungscharakteristiken (logische Verknüpfungen) zu kennen und somit hochintegrierte Bausteine variabel und schöpferisch einsetzen zu können.

Für das Kennenlernen der technischen Struktur sowie des Befehlssystems eines Mikrorechners und auch für den Entwurf sowie die Erprobung kleinerer Programme in der Maschinensprache sind verschiedene Ausbaustufen möglich. Es soll hier in Ergänzung zu den in [2] [3] vorgestellten Mikrorechnervarianten ein nur mit Schaltkreisen der Inlandproduktion ausgerüsteter und natürlich erweiterungsfähiger Mikrorechner in Form einer Grundausrüstung vorgestellt werden.

Struktur der Grundstufe

In Anlehnung an [1] wurde zunächst (ohne Aufbau eines umfangreichen Bussystems) die im Bild 1 dargestellte Struktur gewählt. Der Eingangsmultiplexer besitzt vier Eingangsebenen, obwohl für den Grundbetrieb nur zwei benötigt werden. Er wird von der Steuerlogik geschaltet und ermöglicht den Anschluß des RAM- oder ROM-Busses, der in diesem Fall mit dem Eingaberegister belegt wurde. Im weiteren ist ein Interruptkanal (I-Kanal) vorgesehen, der in dieser Ausbaustufe den Startbefehl (fest verdrahtet) liefert. Über die zwei weiteren Kanäle (In_0 und In_1) können der Eingabebus bzw. bei RAM- oder ROM-Einbau das Eingaberegister von der Bedienkonsole angelegt werden.

In den folgenden Abschnitten werden die wichtigsten logischen Verknüpfungsfunktionen und Realisierungsvarianten kurz dargestellt.

Taktgenerator und Mikroprozessor

Der Mikroprozessor U 808 D benötigt einen Zweiphasentakt [4], dessen Folgefrequenz im Intervall 300...500 kHz liegen muß. Die Impulslängen und Phasenlagen sind mit bestimmten Toleranzbereichen vom Mikroprozessorhersteller vorgegeben. Im Bild 2 sind das Impulsschema und zwei technische Varianten zur Erzeugung des Zweiphasentaktes angegeben. Die Amplitude der Impulse liegt auf dem von TTL-Schaltungen realisierten H-Pegel von etwa 3 V (Bild 2a). Der im Bild 2b dargestellte Taktgenerator zeichnet sich durch eine relativ geringe Stromaufnahme aus (etwa 50 mA). Der Abstand der Phasentakte C11 und C21 kann mit dem Widerstand R des zweiten monostabilen Multivibrators geregelt werden. Ein Nachteil dieser Schaltung ist jedoch, daß sowohl die Impulslängen als auch die Phasenabstände von der Betriebsspannung stark abhängig sind, auch wenn die 400-kHz-Impulsfolge quarzstabilisiert wird.

Den Nachteil der Spannungsabhängigkeit hat der im Bild 2c dargestellte Taktgenerator nicht, er wählt aus einer (auch quarzstabilisierten) Impulsfolge von je 200 ns Periodendauer über Dekodierlogiken periodisch z. B. den 1. und 5. Impuls zur Erzeugung von C1 aus, indem ein RS-Flip-Flop entsprechend gestellt wird. Entsprechendes gilt für die Erzeugung von C2 (7. und 10. Impuls). Mit dem 12. Impuls wird der Binärzähler (D 193) wieder in die Ausgangslage zurückgeschaltet. Die Stromauf-

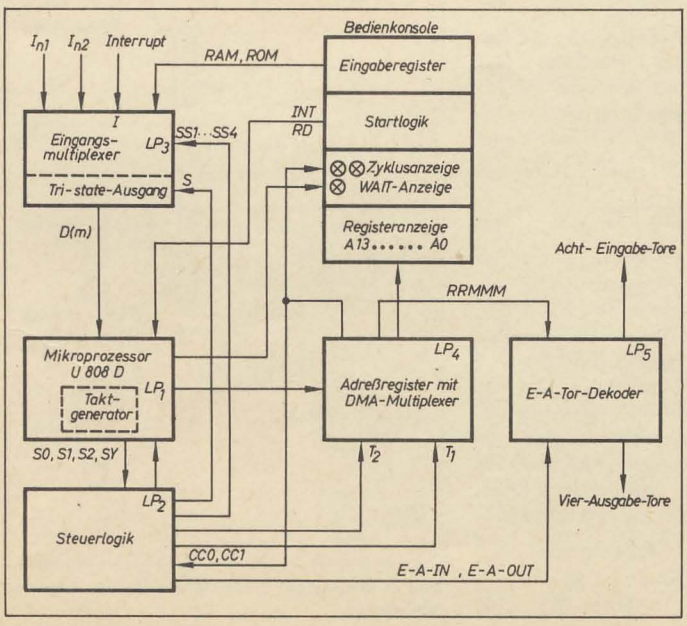


Bild 1: Struktur der Mikrorechner-Grundstufe. LP1 bis LP5 = Leiterplatten 1 bis 5

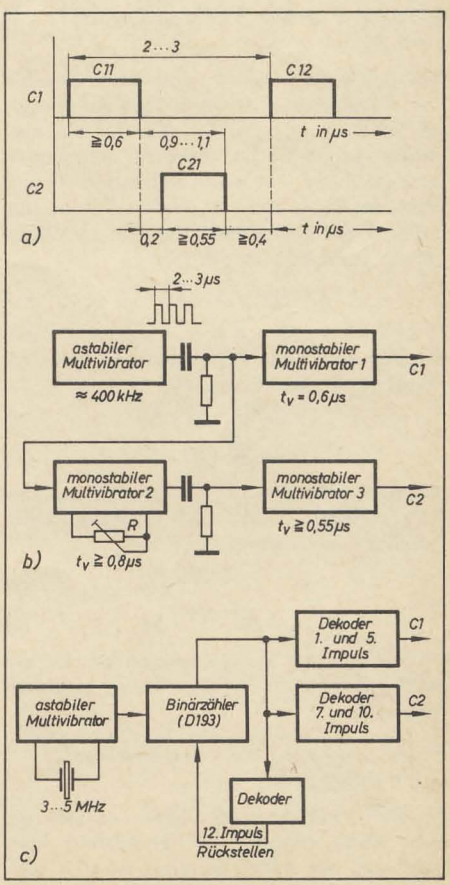


Bild 2: Zweiphasenimpulse und Taktgenerator. a) Vorgegebenes Impulstoleranzschema des U 808 D; b) einfacher Taktgenerator; c) frequenzstabiler und spannungsunabhängiger Taktgenerator

nahme dieser Schaltung beträgt etwa 100 mA.

Die Taktimpulse C1 und C2 werden einmal an die entsprechenden Eingänge des Mikroprozessors geführt und zum anderen der Steuerlogik zur Verfügung gestellt. Der Prozessor, dessen Struktur und Funktionsprinzip hier nicht beschrieben werden sollen [4], leitet aus der Phasentaktfolge und seinen inneren Zuständen die Statussignale S0 bis S2 sowie das Synchronsignal SY ab. Alle Ausgangssignale müssen über Low-power-TTL aufgefangen werden, was mit entsprechenden Schaltkreisen (K-136- oder K-158-Serie, UdSSR-Produktion) oder schnellen pnp-Transistoren möglich ist. Die gewählte schaltungstechnische Realisierung ist im Bild 3 dargestellt.

Die Dateneingänge D_0 bis D_7 kommen vom Eingangsmultiplexer (Bild 1), während die Low-power-TTL-angepaßten Ausgangsdatenleitungen zum Adreßregister (hierbei ohne Bustreiber) geführt werden. Für die Anzeige des Wartezustandes T3W wird eine auf der Bedienkonsole angebrachte LED-Anzeige gesteuert (low-aktiv).

Steuerlogik

Die Steuerlogik hat bekanntlich die Aufgabe, das Zusammenwirken des Mikroprozessors mit den peripheren Einrichtungen zu organisieren, also die Kommunikation des Prozessors mit der Umwelt zu ermöglichen. Damit nimmt der U-808-D-Baustein den Charakter einer Zentraleinheit (CPU) an. Die Steuerlogik, in TTL-Technik ausgeführt, verarbeitet die Eingangssignale über entsprechende logische Verknüpfungen bzw. Zwischenspeicherungen zu Ausgangssignalen entsprechend Bild 4.

Zum weiteren Verständnis der Darstellungen ist die Kenntnis des Zustandsgraphen des U 808 D notwendig [4] [5].

Bildung der Steuersignale T_1 und T_2

Aus Bild 4 geht hervor, daß diese Signale das Adreßregister steuern. Das Adreßregister muß im Zustand T1 oder T1I die niederwertigen 8 bit der Adresse aufnehmen. Das geschieht mit dem Taktimpuls T_1 am Ende des Zustandes T1, indem T_1 das aus D-Flip-Flops bestehende Register zur Übernahme veranlaßt. Es gilt [6]:

$$T_1 = (T1 \vee T1I)\overline{SY} \cdot C2 \qquad (1)$$

T1 und T1I werden aus den Statussignalen, die den jeweiligen Arbeitszustand des Prozessors charakterisieren, mit

$$T1 = \overline{S0} \cdot S1 \cdot \overline{S2} \qquad (2)$$

$$T1I = \overline{S0} \cdot S1 \cdot S2 \qquad (3)$$

abgeleitet. Analog gilt für das Öffnen des Adreßregisters für die höherwertigen Adreßbits im Zustand T2:

$$T_2 = T2 \cdot \overline{SY} \cdot C2 \qquad (4)$$

mit

$$T2 = \overline{S0} \cdot \overline{S1} \cdot S2 \qquad (5)$$

Diese logischen Verknüpfungen werden mit NAND-Gattern in üblicher Weise technisch realisiert.

Signale für die Speichersteuerung

Ein Mikrorechner muß, sofern es sich um eine erweiterungsfähige Grundstufe handeln soll, mit RAMs bestückt werden können. Für die RAM-Ansteuerung ist demzufolge neben der Adresseninformation und der Chip-Auswahl (chip select) ein Steuersignal für das Einschreiben und Lesen (R/W-Signal) erforderlich. Bei statischen RAMs gilt in der Regel (z. B. CM 8001 und U 202 D) folgende Festlegung:

R/W ≙ H-Pegel → (Einschreiben)

R/W ≙ L-Pegel → (Lesen).

Das R/W-Signal hängt von der Zykluskodierung des U 808 D ab und muß im Zustand T3 erzeugt werden. Es wird vom Q-Ausgang eines J-K-Master-Slave-Flip-Flops abgenommen, das an den Eingängen mit J = L und K = H fest verdrahtet ist (Bild 5). Der Takt für dieses Flip-Flop wird zyklisch aus

$$C = \overline{SY} \cdot C2 \qquad (6)$$

gewonnen, so daß der Q-Ausgang zu Beginn des Status T3 immer L-Pegel hat. Nur wenn die Zykluskodierung (sie wird im Zustand T2 bereits ausgegeben) einen Einschreibzyklus mit CC0 = CC1 = H-Pegel ausweist, wird über ein Gatter, das die Funktion

$$S = \overline{CC0 \cdot CC1 \cdot T3 \cdot SY} \cdot C2 \qquad (7)$$

mit $T3 = S0 \cdot \overline{S1} \cdot \overline{S2}$ realisiert, über den Setzeingang das R/W-Signal (Ausgang des FF) auf H-Pegel gelegt. Am Ende des Zustandes T3 [s. Gl. (6)] wird bereits wieder R/W = L-Pegel geschaltet (Bild 5).

Die Bildung der Chip-Auswahlsignale hängt ausschließlich von den Adressen ab. Die Auswahl der den Adressen zugeordneten Bitwertigkeiten ist eine Funktion der Speicherkapazität des verwendeten RAM. Es gilt z. B. (bei Verwendung des CM 8001)

Adresse von

$$\overline{CS0} = A_{13} \cdot A_{12} \cdot A_{11} \cdot A_{10} \cdot A_9 \cdot A_8$$

0 bis 255 (10)

$$CS1 = \overline{A_{13}} \cdot \overline{A_{12}} \cdot \overline{A_{11}} \cdot \overline{A_{10}} \cdot \overline{A_9} \cdot A_8$$

256 bis 511 (11)

$$CS2 = \overline{A_{13}} \cdot \overline{A_{12}} \cdot \overline{A_{11}} \cdot \overline{A_{10}} \cdot A_9 \cdot \overline{A_8}$$

512 bis 767 (12)

$$CS3 = \overline{A_{13}} \cdot \overline{A_{12}} \cdot \overline{A_{11}} \cdot \overline{A_{10}} \cdot A_9 \cdot A_8$$

768 bis 1023 (13)

Das angegebene CS-Auswahlschema gilt dann, wenn ein RAM mit einer Speicherkapazität von 256 bit verwendet wird. Bei

Bild 3: Eingangs- und Ausgangssignale des Mikroprozessors, low-power-angepaßt, und Dekoder für den Wartezustand T3W

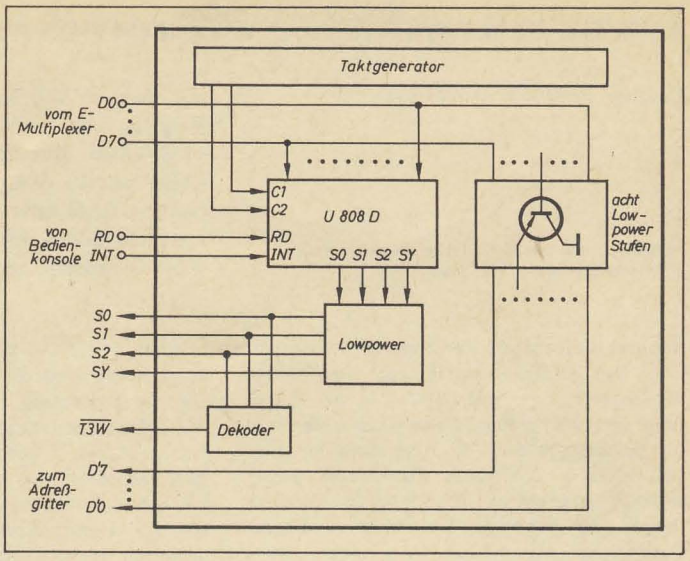
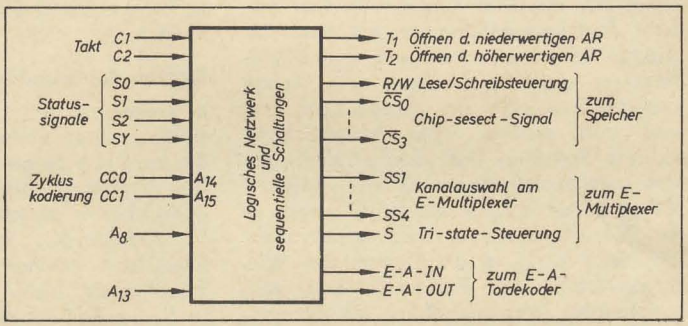


Bild 4: Eingangs- und Ausgangssignale der Steuerlogik. AR = Adreßregister



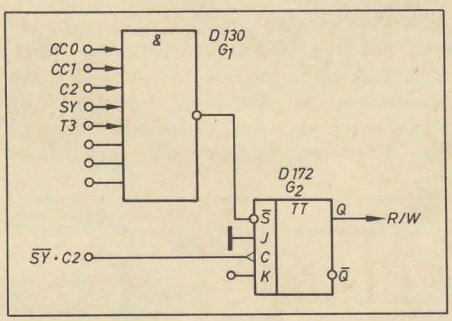


Bild 5: Erzeugung des R/W-Signals

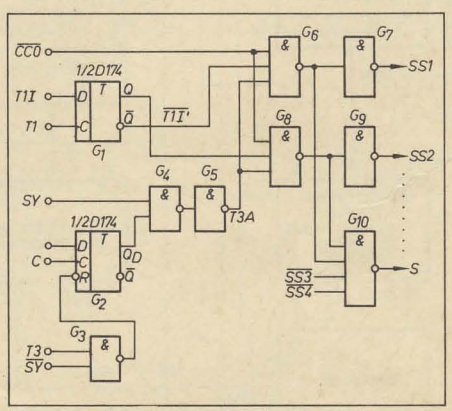


Bild 6: Bildung der Steuersignale für den Eingangsmultiplexer

Benutzung anderer Speicherbausteine (z. B. U 202 D mit 1 024 Plätzen) brauchen nur noch die Adressen A_{10} bis A_{13} in analoger Weise logisch verknüpft zu werden.

Signale für die Steuerung des Multiplexers (Eingang)

Die im Bild 1 angegebenen vier Eingabekanäle werden durch die Steuersignale SS1 bis SS4 angewählt.

Bildung von SS1:

Der Zustand $\overline{T2}$ (Aussender der höherwertigen 8 Bit der Adresse) ist von den Zuständen T1 oder T1I aus erreichbar. Wenn von T1 kommend, liegt T1I am Eingang des D-FF G_1 (Bild 6) auf L-Pegel, und der in T1 gebildete Takt T_1 nach Gl. (1)

$$T_1 = (T1 \vee T1I) \cdot \overline{SY} \cdot C2 \qquad (14)$$

schaltet den Q-Ausgang ebenfalls auf L-Pegel, d. h., $T1I' = L$ und $\overline{T1I'} = H$. Der $\overline{Q}$-Ausgang (also $\overline{T1I'} = H$) wird an den Eingang eines NAND-Gatters G_6 gelegt. Da SS1 den RAM-Bus auf den Multiplexerausgang schalten soll, müssen außerdem die Zyklen PCI oder PCR vorliegen, d. h. $CC0 = CC1 = L$ oder $CC0 = L$, $CC1 = H$. Es müssen also, um SS1 über ein Gatter zu bilden, $\overline{CC0} = H$ zusammen mit $\overline{T1I'} = H$ am Eingang desselben wirksam werden. Allerdings ist ein weiteres Steuersignal T3A erforderlich, um zu garantieren, daß SS1 genau in der ersten Hälfte von T3 erzeugt wird. Im Zustand T2 wird an den Takteingang des D-FF G_2 das Signal

$$C = T2 \cdot C2 \cdot \overline{SY} \qquad (15)$$

gelegt. Da der Eingang fest auf H-Pegel liegt, erscheint in der zweiten Hälfte von T2 [wegen $\overline{SY}$ in Gl. (15)] mit C2 ein Impuls, der den Ausgang Q_D auf H-Pegel schaltet. Damit liegt Q_D zu Beginn des Zustandes T3 (Speicherzugriff) auf H-Pegel, um mit dem nun in T3 folgenden SY-Impuls das T3A-Signal über die Verknüpfung

$$T3A = Q_D \cdot SY \qquad (16)$$

zu bilden. Damit kann nun endgültig das Steuersignal SS1 mit

$$SS1 = \overline{T1I'}\ \overline{CC0}\ T3A \qquad (17)$$

bereitgestellt werden. Das Zurücksetzen von Q_D (und damit auch von T3A) auf L-Pegel erfolgt über den Rücksetzeingang von G_2 (D-FF) mit

$$R = T3 \cdot \overline{SY} \qquad (18)$$

d. h., in der zweiten Hälfte von T3 wird auch SS1 wieder abgeschaltet.

Bildung von SS2:

Wenn der Zustand T2 von T1I aus erreicht wird, hat ein Interruptsignal (oder START) vorgelegen, und der Takt schaltet, da nunmehr am Eingang von G_1 (D-FF) ein H-Pegel entsprechend der Statuskodierung $T1I = H$ vorliegt, den Ausgang T1I' auf H-Pegel und $\overline{T1I'}$ auf L. Damit wird die gesamte in T2 und T3 stattfindende Steuerung des T3A-Signals auf das dem SS2'-Signal zugeordnete Gatter übertragen. Demzufolge bleibt der SS1-Ausgang geschlossen, und SS2 steuert den Multiplexerausgang auf den Eingangskanal, der die Interruptadresse (oder einen START-Befehl) liefert. Es gilt

$$SS2 = T1I' \cdot \overline{CC0} \cdot T3A \qquad (19)$$

Bildung von SS3 und SS4:

Das Steuersignal SS3 schaltet einen Input-Kanal an den Multiplexerausgang, wenn der PCC-Zyklus (Eingabe- bzw. Ausgabeoperation) im Zustand T2 ausgegeben wurde. Das gleiche gilt für die Erzeugung von SS4. Beide werden in Abhängigkeit von im E- bzw. A-Befehl kodierten Eingabe- bzw. Ausgabetoradressen ebenfalls mit T3A erzeugt. Bezüglich weiterer Einzelheiten sei auf [6] verwiesen.

Bildung von S:

Das Steuersignal S öffnet die Tri-state-Ausgangsstufe des Eingangsmultiplexers. Es muß beim Auftreten eines beliebigen Kanalsteuersignals SS_n vorliegen. Im Bild 6 ist die technische Realisierung der erforderlichen ODER-Verknüpfung gezeigt, es gilt

$$S = SS1 \vee SS2 \vee SS3 \vee SS4 \qquad (20)$$

Signale für die Eingabe- bzw. Ausgabesteuerung [1]

Die Eingabetore müssen im PCC-Zyklus geöffnet werden, also bei $\overline{CC1} \cdot CC0 = H$. Eine weitere Bedingung ist das Vorhandensein von Status T3, also $S0 \cdot \overline{S1} \cdot \overline{S2} = H$. Außerdem erfolgt eine Eingabe nur dann, wenn A_{12} und A_{13} (RR) L-Pegel haben. Somit wird

$$\text{E- bzw. A-IN} = \underbrace{S0 \cdot \overline{S1} \cdot \overline{S2}}_{T3} \cdot \underbrace{A_{12} \cdot A_{13}}_{\text{Eingabe}} \cdot \underbrace{CC0 \cdot \overline{CC1}}_{PCC} \qquad (21)$$

Sofern A_{12} oder A_{13} verschieden von Null sind, ist die Ausgabe programmiert. Sie ist ebenfalls nur im PCC-Zyklus innerhalb von T3 zulässig. Damit gilt

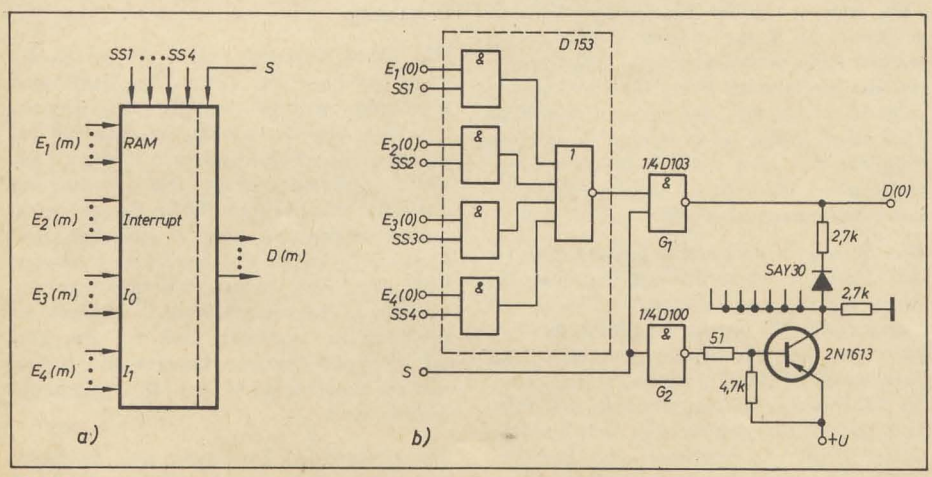


Bild 7: Eingangsmultiplexer. a) Prinzipschaltung; b) schaltungstechnische Realisierung für die wertniedrigste Bitstelle m = 0

Aus der

Nachrichtentechnik Elektronik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik

Heft 4 (1980)

■ **Schöpfertum und seine Bedingungen in der Ingenieurarbeit**

■ **Datenerfassung – eine Aufgabe zum rationellen Einsatz der EDV**

Ausgehend von der volkswirtschaftlichen Bedeutung der Datenerfassung werden der Stand der Technik und die perspektivische Entwicklung dargestellt. Der Einfluß der Mikroelektronik besonders zur weiteren Entwicklung der dezentralen Datenerfassung und die Erschließung neuer Gebiete der Erfassung werden besonders hervorgehoben. Die Bedeutung der Datenträger und die Entwicklungstendenzen werden dargestellt.

■ **Schnelle Koppeleinheit für Mikrorechner K 1520**

Es wird eine auf dem Prinzip der Speicher-Speicher-Kopplung ohne Adreßdurchgriff aufgebaute schnelle Koppeleinheit für Mikrorechner K 1520 vorgestellt. Hauptbestandteil der Koppeleinheit sind 2 symmetrisch angeordnete DMA-Schaltkreise, deren synchrone Arbeitsweise durch eine zusätzliche Start- und Abbruchlogik erreicht wird. Die Koppeleinheit ermöglicht die Übertragung von Datenblöcken variabler Länge. Für große Blocklängen kann die technisch bedingte maximale Transfergeschwindigkeit von etwa 620 kByte/s nahezu erreicht werden. Am Beispiel eines Zweiprozessorsystems mit E-A- und Verarbeitungsprozessor werden die Datenübertragungsrate sowie der Leistungsgewinn gegenüber einem Einprozessorsystem diskutiert.

■ **Rechnergestützte Ermittlung von Tests zur Fehlererkennung und -lokalisierung in elektronischen Schaltungen und Systemen**

Für die Fehlerdiagnose in elektronischen Schaltungen werden vorteilhaft rechnergestützte Verfahren angewandt, um die Testermittlung effektiver zu gestalten und um objektive Bewertungskriterien einführen zu können. Da für alle Schaltungsklassen anwendbare Verfahren zu aufwendig sind, werden die verschiedenen Berechnungsmethoden bezüglich ihrer spezifischen Möglichkeiten und optimalen Einsatzbereiche untersucht. Im Ergebnis wird gegenüber bisherigen Untersuchungen eine tiefergehende vergleichende Analyse der Verfahren geliefert.

■ **Probleme der Gruppenlaufzeit in Oberflächenwellen-Frequenzfiltern**

■ **Verkürzte Multiplikation**

■ **Berechnung der Übertragungsfunktionen aktiver Schaltungen mit Operationsverstärkern**

■ **Computergerechte Modellfamilie für integrierte MOS-Transistoren, Teil 2: Verarmungstransistor, CMOS-Technik**

■ **Ein nichtlineares RC-Modell für die Ladungsübertragung im 2-Phasen-Oberflächen-CCD**

■ **Behandlung der Ladungsübertragung im 2-Phasen-Oberflächen-CCD mit Hilfe digitaler Simulation**

■ **Einfluß der Signalquellenimpedanz auf die Sprungantwort bei idealen Verstärkern (Pufferstufen) mit kompensierter Eingangskapazität**

■ **Einfluß der Signalquellenimpedanz auf die Sprungantwort des Sourcefolgers**

■ **Bestimmung von ε_r' und $\tan\delta$ rohrförmiger Dielektrika im X-Band**

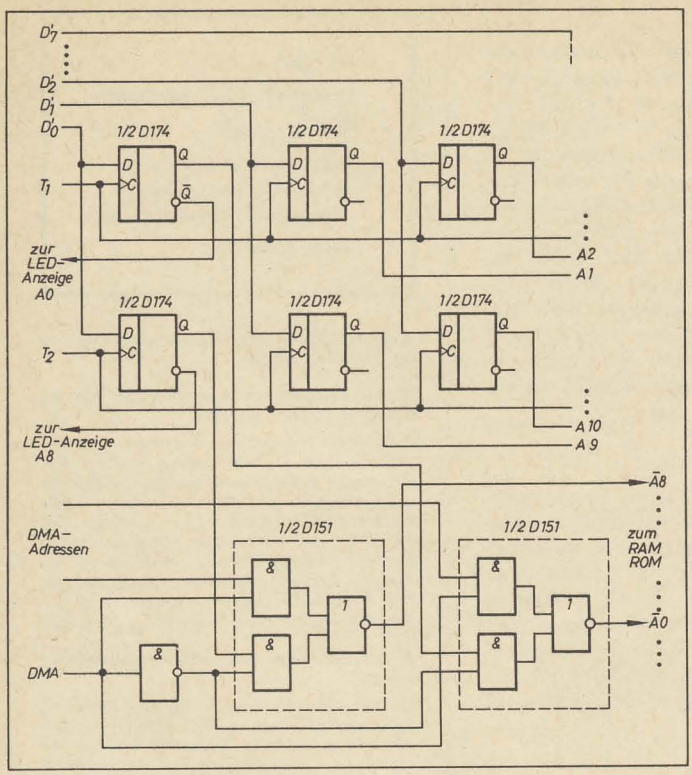


Bild 8: Aufbau des Adreßregisters mit DMA-Multiplexer

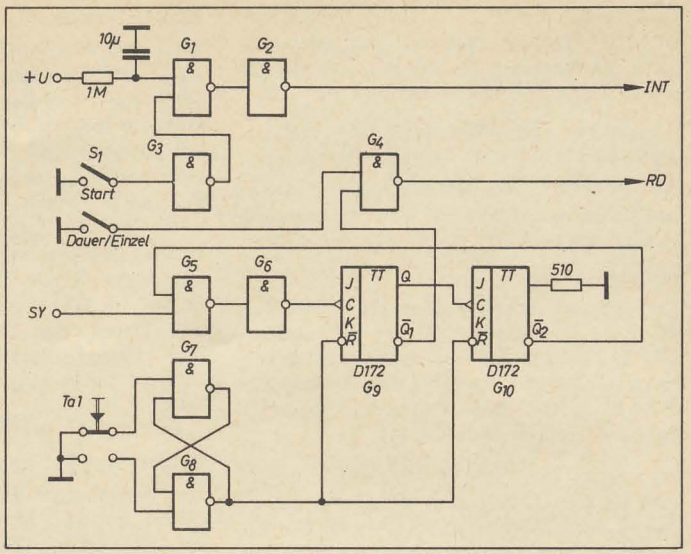


Bild 9: Startlogik

$$\text{E- bzw. A-OUT} = \underbrace{S0 \cdot \overline{S1} \cdot \overline{S2}}_{T3} \cdot \underbrace{(A_{12} \vee A_{13})}_{\text{Ausgabe}} \cdot \underbrace{CC0 \cdot \overline{CC1}}_{PCC} \qquad (22)$$

Damit sind alle Funktionen der Steuerlogik beschrieben. Der logische Entwurf kann aus den angegebenen Beziehungen unter Zuhilfenahme der entsprechenden Bilder abgeleitet werden.

Eingangsmultiplexer

Vier Datenkanäle $E_n(m)$ (mit je m Bitleitungen) werden in Abhängigkeit von den Steuersignalen SS_n ($n = 1...4$) auf den Dateneingang D(m) des Mikroprozessors geschaltet. Das Steuersignal S schaltet dabei die Tri-state-Ausgangsstufe vom hochohmigen in den Durchgangszustand. Das geschieht jedoch nur, wenn im Zustand T3 ein Eingabebefehl eingelesen wird. Die logische Übertragungsfunktion muß demnach

$$D(m) = SS_n \cdot S \cdot E_n(m) \qquad (23)$$

sein. Die Ansteuerung der Tri-state-Stufe erfolgt über Gatter, die einen offenen Kollektor haben. Es wurde eine in [6] angegebene Schaltung verwendet (Bild 7).

Adreßregister mit DMA-Multiplexer

Sofern der Eingangsmultiplexer nicht von der Steuerlogik angesprochen wird, werden die Leitungen des Datenbusses über Low-power-Stufen (Bild 3) an die Eingänge des Adreßregisters gelegt. Das Adreßregister übernimmt im Zustand T1 mit Hilfe des Steuersignals T_1 nach Gl. (1) die niederwertigen 8 bit der Adresse, im Zustand T2 entsprechend mit T_2 nach Gl. (4) die höherwertigen 6 bit der Adresse sowie die Zykluskodierung. Vom Adreßregister werden sowohl die Adressen für die Speicheransteuerung als auch die Steuersignale CC0, CC1, A_8 bis A_{13} für die Steuerlogik und für den Fall der programmierten Ein- und Ausgabe die Signale RRMMM für den E- bzw. A-Dekoder bereitgestellt. Es werden D-Flip-Flops (D 174 D) und für den DMA-Multiplexer der Baustein D 151 D eingesetzt (Bild 8). In diesem Bild ist die Verarbeitung der Adreßstellen $A_0 = 2^0$ und $A_8 = 2^8$ dargestellt. Wenn ein DMA-Signal (direkter Speicherzugriff) gegeben wird, schaltet der DMA-Multiplexer das über T_1 und T_2 gesteuerte Adreßregister ab und übernimmt die DMA-Adressen. Die im Bild 8 gezeigte Ausgabe negierter Adressen ist lediglich schaltungstechnisch bedingt, was bei der Speicheransteuerung natürlich zu beachten ist. Für die Arbeit mit dem Mikrorechner ist die Anzeige des Registerinhaltes von größter Bedeutung. Sie wurde hier für eine low-aktive LED-Ansteuerung von den $\overline{Q}$-Ausgängen der D-Flip-Flops abgeleitet [7].

Bedienkonsole

In der Bedienkonsole sind das Eingaberegister, die Adreßanzeige, die Statusanzeige T3W und die Startlogik untergebracht. Das Eingaberegister besteht aus einem achtstelligen RS-FF, das beliebig mit Hilfe entsprechender Handtasten (Mikroschalter) mit Befehlen und Daten belegt werden kann, wobei ebenfalls eine Anzeige des Registerinhaltes über LED-Elemente erfolgt. Das Löschen der Registerinhalte ist über eine dafür vorgesehene Löschtaste möglich. Auf eine detaillierte schaltungstechnische Darstellung dieses Registers kann hier verzichtet werden.

Die Startlogik liefert die Signale INT für den Start des Mikrorechners aus dem Zustand T3S (Stopp-Zustand) [1] und das Steuersignal RD für die Steuerung des Einzelbefehl- und Dauerbetriebes. Wenn der Schalter S_2 im Bild 9 geschlossen ist, arbeitet der Rechner im Dauerbetrieb, anderenfalls (bei Einzelbefehlbetrieb) wird über die Taste Ta_1 ein SY-synchronisierter Einzelimpuls in das Taktschema des Mikroprozessors eingeordnet, der den Rechner zum Verlassen des T3W-Zustandes veranlaßt, aber mit Sicherheit nur einen einzigen Befehl (den im Eingaberegister bereitgestellten) abarbeitet. Das RS-Flip-Flop im Bild 9 wurde zum Abfangen von Schalterprellungen (Ta_1) eingebaut. Das RS-Flip-Flop hält beide JK-Flip-Flops in einer definierten Ausgangslage, nämlich $\overline{Q}_1 = \overline{Q}_2 =$ H-Pegel. Sofern Ta_1 betätigt wird, kann der nächstfolgende SY-Impuls (er kommt vom Mikroprozessor) über $Q_1 =$ L-Pegel ein RD-Signal erzeugen (L-H-Sprung). Wichtig ist, daß der zweite dann folgende SY-Impuls über $\overline{Q}_2 =$ L-Pegel die weitere SY-Impulszuführung zum ersten JK-Flip-Flop sperrt, nachdem der gleiche zweite SY-Impuls das RD-Signal wieder abgeschaltet hat (H-L-Sprung, weil das JK-Flip-Flop (G_9) am Q_1-Ausgang auf H-Pegel gegangen ist). Die Taste kann beliebig lange gedrückt werden, es entsteht immer nur je Tastenbetätigung ein einziges RD-Signal (Impuls). Nach dem Loslassen der Taste Ta_1 gehen beide JK-Flip-Flops wieder in ihre Ausgangslage zurück.

Erprobung

Die Funktionsweise des Mikrorechners kann nur über das Testen der Befehlsabarbeitung erprobt werden. Aus diesem Grund wurde der größte Teil des bei [4] angegebenen Befehlsvorrates in Form kleiner Programme erprobt. Die Abarbeitung der Befehle kann über die Anzeigeelemente des Adreßregisters sehr anschaulich verfolgt werden (Anzeige der abgearbeiteten Befehlsnummer, programmierter Sprungadressen, Akkumulatorinhalt). Hierbei ist natürlich zu beachten, daß bei der Ein- und Ausgabe negativer Konstanten mit dem dualen Zweierkomplement [8] gearbeitet werden muß.

Die erfolgreiche Erprobung des im Bild 1 skizzierten Mikrorechners soll abschließend an zwei Beispielen diskutiert werden.

Beispiel 1

Addition einer in das Eingaberegister eingegebenen negativen Konstanten zum Akkumulatorinhalt.

Befehl-Nr.	Mnemonik	Maschinenkode	Bemerkung	Zyklus-kodierung
1	MVIO	00 000 110	Laden von Reg. 000 (Akkumulator)	PCR
2		11 110 001	⟨AC⟩ := −15 (Zweierkomplement)	PCI
3	ADI	00 000 100	Konstantenaddition	
4		11 110 001	Konstante = −15, ⟨AC⟩ := (−15) + (−15) ⟨AC⟩ := −30	
5	OUT	01 010 001	Ausgabe des Ergebnisses auf Kanal 8	PCC

Nach der Abarbeitung des 5. Befehls erscheint im Anzeigeteil der Bedienkonsole folgende Bitkombination:

$A_{13}\ A_{12} \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots A_0$
0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1 0

adressiertes Ausgabetor 8 — Akkumulatorinhalt = −30 (im Zweierkomplement)

Mit der Anzeige der Zykluskodierung hat man eine sehr anschauliche Kontrolle über die Wirkung der einzelnen Befehle.

Beispiel 2

Ausführung eines bedingten Sprunges.

Befehl-Nr.	Mnemonik	Maschinenkode	Bemerkung
1	MVI 0	00 000 110	s. Beispiel 1, Befehl-Nr. 1
2		00 000 000	⟨AC⟩ := 0
3	MVI 1	00 001 110	Laden Indexregister I_1
4		00 000 001	$\langle I_1 \rangle := 1$
5	CP 1	10 111 001	Vergleich: da ⟨AC⟩ < $\langle I_1 \rangle$, wird Z=0, und es ist CC≠01
		CC	(s. Befehl 6)
6	JNZ	01 001 000	Sprung zur befohlenen
7		00 110 101	Adresse, da program-
8		00 000 000	miertes CC=01 vom Be-
9		XX XXX XXX	dingungs-Flip-Flop (Z=0) nicht erfüllt wird

Nach dem sechsten Befehl (3-Wort-Befehl!) zeigt das Adreßregister folgende Bitkombination (die programmierte Sprungadresse) an:

$A_{13}\ A_{12} \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots A_0$
0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1

Sofern im zweiten Befehl dieses Programmes statt einer Null die Zahl 1 eingegeben wird, erfolgt der bedingte Sprung nicht, und es wird die Adresse 9 am Ende des Programms im Adreßregister angezeigt.

Zusammenfassung

Es wird ein Mikrorechner vorgestellt, der in Form einer erweiterungsfähigen Grundstufe die Abarbeitung von Befehlsfolgen im Einzelschrittbetrieb sehr anschaulich ermöglicht. Dabei kann ohne Speicher (RAM oder ROM) gearbeitet werden, jedoch ist die Steuerlogik für einen Speicheranschluß konzipiert. Es wird gezeigt, wie mit der Erzeugung bestimmter rechnerinterner Steuersignale der Weiterausbau zu einer komplexeren Rechnerstruktur möglich ist (Erzeugung der Steuersignale für die Speicherbausteine, einen Vierebenen-Multiplexer, das DMA-Adreßregister). Die Befehlsabarbeitung kann mit mehreren Kurzprogrammen erprobt werden, wovon zwei dargestellt werden.

Literatur

[1] Jugel, A.: Mikroprozessorsysteme. Berlin: VEB Verlag Technik 1978

[2] Pulow, O.: Erfahrungen mit einem Mikroprozessortechnik-Praktikum in der Aus- und Weiterbildung. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 12, S. 768–770

[3] Steffen, B.; Russ, J.: Einfaches Mikrorechnersystem für Erprobungsaufgaben. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 7, S. 425–428

[4] Höhne, M.: Der Mikroprozessor U 808 D. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 5, S. 145–150

[5] Möschwitzer, A.; Jorke, G.: Mikroelektronische Schaltkreise. Berlin: VEB Verlag Technik 1979

[6] Lindner, St.: Technik der Mikrorechner 11. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 6, S. 369 bis 372

[7] Turinsky, G.: LED-Ansteuerung mit TTL-Schaltungen. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 6, S. 394 und 395

[8] Leonhordt, E.: Grundlagen der Digitaltechnik. Berlin: VEB Verlag Technik 1976

PROM-Programmiergerät

Dr.-Ing. RUDOLF KÜBART und Dipl.-Ing. GERHARD NICKLISCH

Mitteilung aus der Sektion Informationstechnik der TU Dresden

Vorgestellt wird ein REPROM-Programmiergerät, das im Zusammenwirken mit einem Mikrorechner arbeitet. Der Beitrag enthält eine Schaltungsbeschreibung sowie Programmablaufpläne zur effektiven Arbeit mit diesem Gerät.

Das hier vorgestellte Programmiergerät ermöglicht die Programmierung der in der Tafel 1 zusammengestellten REPROM-Typen. Das Gerät besteht aus drei EGS-Einschüben, die in einem Gehäuse untergebracht sind (Bild 1). Dabei werden zwei Einschübe für die Bereitstellung der notwendigen Betriebsspannungen (5 V/1,5 A, −5 V/100 mA, 12 V/100 mA, 26 V/100 mA) verwendet. Die Spannungsausgänge sind mit einem Überspannungsschutz zu versehen.

Ein Einschub enthält die Programmierlogik sowie die Fassung für die zu programmierenden PROMs. Durch Auswechseln dieses Einschubes ist die Programmierung anderer PROM-Typen möglich. Die gesamte Schaltung ist auf einer Leiterkarte mit den Abmessungen 85 mm × 170 mm in Wickeltechnik verdrahtet. Bild 2 zeigt den Stromlaufplan dieser Schaltung. Die Belegung der 58poligen Steckerleiste ist dem Bild 3 zu entnehmen.

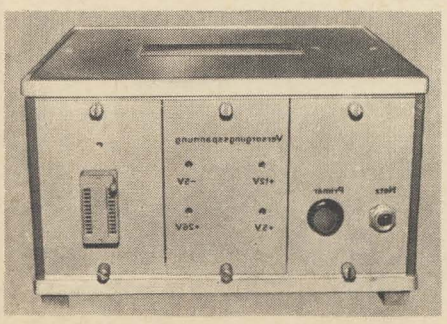


Bild 1: PROM-Programmiergerät

Tafel 1: Programmierbare REPROMs

Typ	Speicherorganisation in bit	Zugriffszeit in µs
2704	512 × 8	0,5
2704-5	512 × 8	1
2708	1 024 × 8	0,5
8704	512 × 8	0,45
8704-4	512 × 8	0,85
8708	1 024 × 8	0,45
8708-4	1 024 × 8	0,85
8708-5	1 024 × 8	1

Tafel 2: Verwendete Abkürzungen

/PGA0 bis /PGA7	Geräteadressen
/PE0 bis /PE7	Eingänge des Mikrorechners
/PA0 bis /PA7	Ausgänge des Mikrorechners
/NB	Nicht-Bereit-Signal (Mikrorechner bleibt im WAIT-Zustand)
/PWR	Schreib-Signal des Mikrorechners
/POUT	Ausgabe-Signal des Mikrorechners
/PINP	Eingabe-Signal des Mikrorechners
PROG	Programmiersignal
/CS/WE	Bausteinauswahl/Schreibfreigabeeingang
A0 bis A9	PROM-Adressen
O_1 bis O_8	PROM-Daten
"/" L-aktiv	

A		B
/PA 0	1	
/PA 1	2	
/PA 2	3	
/PA 3	4	
/PA 4	5	
/PA 5	6	
/PA 6	7	
/PA 7	8	
/PE 3	9	
/PE 2	10	
/PE 1	11	
/PE 0	12	
/PE 7	13	
/PE 6	14	
/PE 5	15	

A		B
/PE 4	16	
/PGA 0	17	/NB
/PGA 1	18	/PWR
/PGA 2	19	/POUT
/PGA 3	20	/PINP
/PGA 4	21	
/PGA 5	22	⊥
/PGA 6	23	+26 V
/PGA 7	24	⊥
	25	+12 V
	26	⊥
	27	−5 V
⊥	28	⊥
	29	+5 V

Bild 3: Anschlußbelegungen der 58poligen Steckerleiste

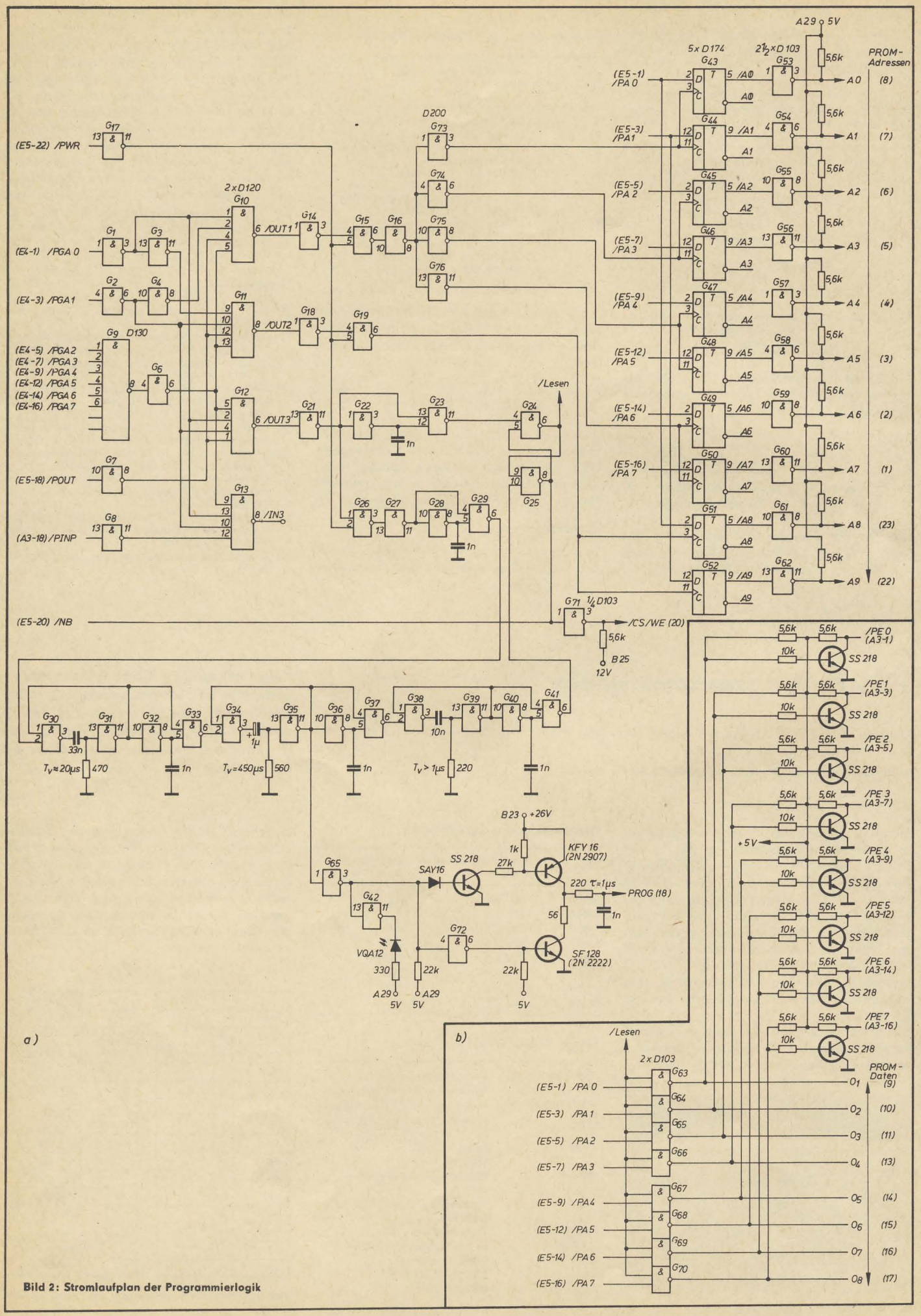


Bild 2: Stromlaufplan der Programmierlogik

Das Programmiergerät arbeitet mit einem Mikrorechner. Die Kopplung beider Geräte erfolgt über drei Systemkabel des ESDM 31. Die Anschlußbelegungen der zugehörigen Einschubsteckverbinder sind im Bild 4 dargestellt. In der Tafel 2 sind die verwendeten Abkürzungen erläutert.

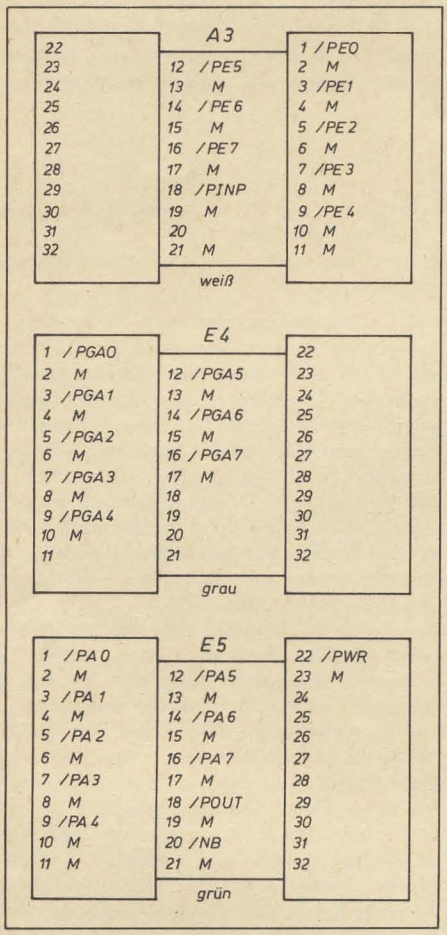


Bild 4: Anschlußbelegungen der Einschubsteckverbinder

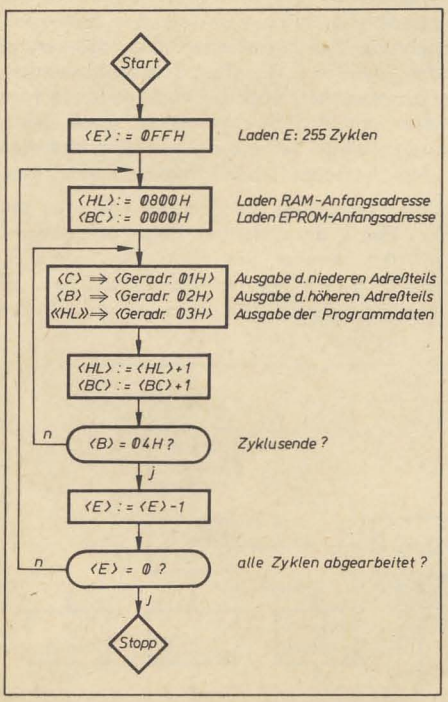


Bild 5: Programmablaufplan für PROM-Programmierung

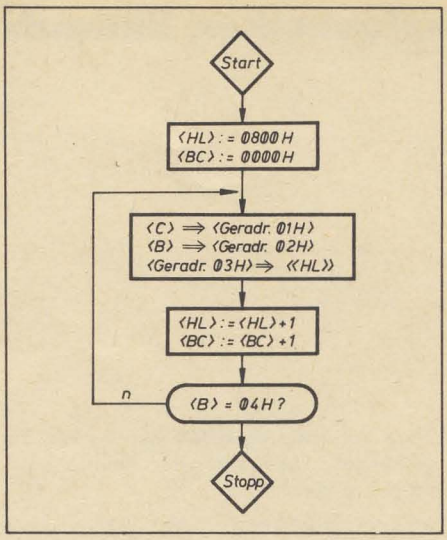


Bild 6: Programmablaufplan für PROM-Lesen

Die verwendete Schaltung ergibt sich aus den vom Hersteller vorgeschriebenen Programmierbedingungen.

- Daten- und Adreßinformationen müssen mehr als 10 μs vor und mehr als 1 μs nach dem Programmierimpuls stabil sein.
- $\overline{CS}$/WE muß länger als 10 μs vor dem Programmierimpuls auf +12 V liegen und mehr als 0,5 μs nach dem Programmierimpuls L-Pegel annehmen.
- Für den Programmierimpuls gilt:
  Dauer 0,1 ms $< t_p <$ 1 ms
  Impulsanstiegs- bzw. -abfallzeit 0,5 μs $< t_{r/f} <$ 2 μs
  H-Pegel des Programmierimpulses 26 V $\pm$ 1 V.

Obwohl das Programmiergerät von einem Mikrorechner gesteuert wird, wurde die Erzeugung der Programmierimpulse hardwaremäßig durch eine Kette von drei Monoflops (Gatter 30 bis 41) realisiert. Bei dieser Realisierung ergibt sich gegenüber einer softwaremäßigen Lösung ein geringerer Speicherplatzbedarf für die Steuerprogramme, und die eigentliche Programmierung wird unabhängig von der Arbeitsgeschwindigkeit des Steuerrechners.
Jeder Zugriff des Rechners zum EPROM, gleich, ob in Lese- oder Schreibrichtung, erfolgt in drei Schritten:

- Übertragung niederwertiger Adreßteil (8 bit) durch Befehl OUT Ø1H
- Übertragung höherwertiger Adreßteil (2 oder 1 bit) durch Befehl OUT Ø2H
- Übertragung der Programmier- oder Lesedaten (8 bit) durch Befehl OUT Ø3H bzw. IN Ø3H.

Auf diese Weise werden im Programmiergerät keine Zähler benötigt, und es besteht die Möglichkeit, programmierabhängig beliebige Adreßfolgen zu verwirklichen.
Auf Grund der Geschwindigkeit der verwendeten TTL-Schaltkreise und der Zugriffszeit des EPROM (< 450 ns) ist eine Wartesteuerung nur beim eigentlichen Programmieren (Datenvorhaltezeit, Programmierimpuls, Datenhaltezeit) beim Befehl OUT Ø3H notwendig. Die Länge des Programmierimpulses wurde zu etwa 0,4 ms gewählt. Die erforderliche Gesamtprogrammierungsdauer von 100 ms je Byte erfordert demzufolge 255 Zyklen, wobei in jedem Zyklus nacheinander alle zu programmierenden Adressen durchlaufen werden (s. Bild 5). Die Gesamtzeit für die Programmierung eines EPROMs 2708 beträgt damit einschließlich der Rechenzeit des steuernden Mikrorechners etwa 2 Minuten.
Für eine effektive Nutzung des Programmiergerätes sind drei Routinen erforderlich, die bei Entwicklungssystemen Bestandteil des Monitors sein sollten:

- Programm, das den Inhalt des EPROMs in einen vereinbarten 1-K-RAM-Bereich des Mikrorechners einliest
- Programm, das den Inhalt eines vereinbarten 1-K-RAM-Bereiches in den EPROM einschreibt, d. h. programmiert
- Vergleichsprogramm, das den Inhalt des EPROMs mit dem Inhalt des vereinbarten RAM-Bereiches vergleicht und bei Abweichungen Adresse, RAM-Inhalt und EPROM-Inhalt ausdruckt.

Im realisierten System auf der Basis der CPU 8080 haben diese drei Programme einen Gesamtumfang von 126 Byte, wobei allerdings die Routine des Monitors zur hexadezimalen Ausgabe eines Bytes genutzt wird.
Dabei wurde der RAM-Bereich Ø8ØØH bis ØBFFH zur Speicherung der Programmierdaten verwendet, das Registerpaar BC zur EPROM-Adressierung, das Registerpaar HL zur RAM-Adressierung und das E-Register zur Zykluszählung.

Fortsetzung von Seite 216

ergibt sich ein Signal-Stör-Abstand > 40 dB. Diese Werte gelten dann, wenn sich das Magnetbandgerät in Ruhe befindet. Bewegt man das Bandgerät, so treten Beschleunigungen auf, die den Motor unrund laufen lassen und damit größere Störspannungen hervorrufen. Beim Betrieb des Bandgerätes muß deshalb auf eine möglichst ruhige Lage geachtet werden.
Die Einschwingzeit des Modulators und die Einstellzeit des Verstärkers sind gering. Nach Einschalten des Schalters S_1 (Bild 7) stellt sich der Nullwert des Magnetbandspeichers sehr schnell ein. Messungen ergaben Werte unter 1 s. Dadurch ist ein Start-Stopp-Betrieb des Gerätes möglich, d. h. Einschalten des Gerätes kurz vor dem Meßzeitpunkt und anschließendes Ausschalten. Für Langzeitmessungen ist das eine günstige Variante, um Band und Batterien zu sparen.

Literatur

[1] Donner, F.; Tröger, G.: Entwicklung und Bau eines zweispurigen Modems. Bergakademie Freiberg NV-Nr. 83/78
[2] Donner, F.: System zur Übertragung und Speicherung mehrerer analoger Meßwerte. radio fernsehen elektronik 23 (1974) H. 11, S. 345 bis 350; H. 12, S. 394–398
[3] Bipolarer Spannungsstabilisator. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 14, S. 479

Einrichtung zur thermoplastischen Bildaufzeichnung

Dipl.-Ing. JOHANNES MILDNER,
Dr.-Ing. WALDEMAR HINZ und
Dr.-Ing. habil. RICHARD FREYER

Mitteilung aus der Sektion Informationselektronik der Ingenieurhochschule Dresden

Unter Bezugnahme auf den Beitrag „Thermoplastfilm zur Hologrammspeicherung" in [1] wird eine automatische Aufzeichnungseinrichtung zur Echtbildaufzeichnung im Mikrofilmformat vorgestellt. Die Information wird in Form eines Oberflächenreliefs gespeichert. Den Schwerpunkt der Ausführungen bildet die Programmablaufsteuerung.

Der in der realisierten Aufzeichnungseinrichtung verwendete thermoplastische Aufzeichnungsträger (TPAT) besitzt den im Bild 1 dargestellten Aufbau [2]. Beim Aufzeichnungsprozeß muß der TPAT bestimmte Verarbeitungsstufen durchlaufen (Bild 2) [3]:

Aufladen im dunklen Raum mit Korona.

Einschreiben der Information durch Belichten. Ergebnis: latentes Ladungsbild, das eine entsprechende elektrische Feldstärke- bzw. Ladungskräfteverteilung an der Oberfläche des TPAT bewirkt.

Entwickeln und Fixieren durch Erwärmung (Stromstoß in der Widerstandsschicht) und anschließende Abkühlung. Ergebnis: Deformation der Oberfläche der TP-Schicht entsprechend der Ladungskräfteverteilung.

Löschen der Information durch Erwärmen. Mechanische Ausgleichkräfte bewirken die Glättung der Oberfläche.

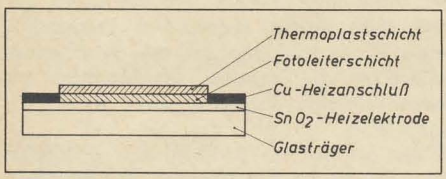


Bild 1: Aufbau des thermoplastischen Aufzeichnungsträgers (TPAT)

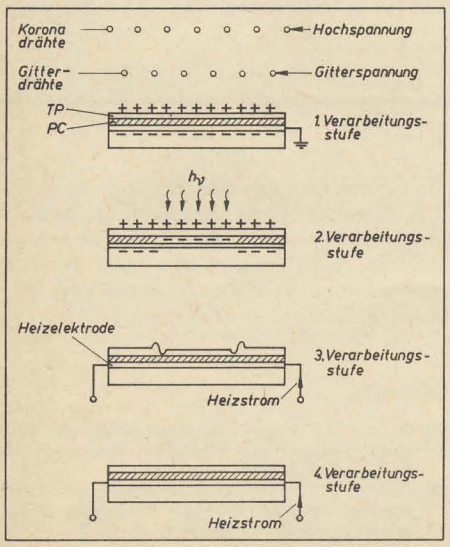


Bild 2: Verarbeitungsstufen der thermoplastischen Aufzeichnung

Diese Verarbeitungsstufen werden von der nachfolgend beschriebenen Anlage automatisch abgearbeitet.

Weitere Einzelheiten über Aufbau und Eigenschaften des TPAT sowie den Aufzeichnungszyklus gehen aus [4] [5] [6] hervor.

Teilsysteme der Anlage

Die Aufzeichnungseinrichtung wurde hauptsächlich für Experimentierzwecke zur Untersuchung bestimmter Eigenschaften des TPAT entwickelt [7]. Von einem vorgegebenen Objekt (z. B. Bild) kann nach dem Auflicht- oder im Durchlichtverfahren (Dia) ein Phasenbild hergestellt werden [8].
Im Interesse einer größeren Flexibilität und eines möglichst geringen zusätzlichen Aufwandes wurde so weit wie möglich auf handelsübliche Geräte zurückgegriffen. Bild 3 erlaubt einen Überblick über die Teilsysteme des Gerätekomplexes.
Zur Beleuchtungseinrichtung gehören eine Haltevorrichtung für die Bildvorlage und zwei Filmleuchten vom Typ 804. Auf Grund der geringen Empfindlichkeit des verwendeten Fotoleiters (etwa 100 μWs/cm^2 [3]) und im Interesse kurzer Belichtungszeiten sind relativ hohe Beleuchtungsstärken in der Ebene der Aufzeichnungsträger erforderlich ($\geqq$ 500 lx).
Bild 4 zeigt den prinzipiellen Aufbau der Kamera. Sie besteht aus einer fahrbaren Kassette zur Aufnahme des TPAT, dem Skorotron und einer entsprechenden Optik mit Verschluß. Das Skorotron dient zur elektrostatischen Aufladung der TP-Schicht. Für diesen Zweck wird die Koronaentladung ausgenutzt. Näheres über die Funktionsweise ist [9] zu entnehmen. Der grundsätzliche Aufbau des Skorotrons ist im Bild 2 (1. Verarbeitungsstufe) dargestellt. Dabei erfüllt das Gitter u. a. folgende Funktionen:

- Einstellen der auf der TP-Schicht erreichbaren Ladung je Zeiteinheit
- Verbesserung der Gleichmäßigkeit der Ladungsverteilung
- Schaffung von reproduzierbaren Verhältnissen.

Der Hochspannungsgenerator liefert Spannungen im Bereich von etwa 2...20 kV. Er wurde mit Hilfe einer Hochspannungsendstufe des Fernsehgerätes Color 20 aufgebaut. Am Gitter werden Spannungen im Bereich von 400...1 000 V angelegt. Als Heizungsgenerator wurde ein Transformator mit einstellbarer Ausgangsspannung verwendet. Die Ausgangsspannung und damit die der TP-Schicht zugeführte Leistung richten sich nach dem ohmschen Widerstand der SnO_2-Schicht des TPAT.
Entsprechend den oben angeführten Verarbeitungsstufen bei der TP-Aufzeichnung muß die Steuereinrichtung den im Bild 5 dargestellten Programmablauf realisieren.
Für Versuchszwecke (Dauertest des TPAT) wurde die Möglichkeit einer zyklischen Wiederholung der einzelnen Verarbeitungsstufen vorgesehen. Aus dem gleichen Grund beinhaltet das Löschprogramm die Variante des Heizens bei gleichzeitig anliegender Koronaspannung. Die prinzipielle Wirkungsweise der Steuereinrichtung, die mit TTL-Schaltkreisen der D-10-Serie realisiert wurde [10], geht aus Bild 6 hervor.

Steuereinrichtung

Wie bereits erwähnt, zeigt Bild 6 nur die prinzipielle Wirkungsweise der Steuereinrichtung. Auf Einzelheiten der Ansteuerung der externen Geräte (Hochspannungs-, Heizgenerator) und der verschiedenen Motoren und Auslösezugmagnete sowie deren gegenseitige Verriegung wurde im Interesse einer besseren Übersichtlichkeit verzichtet.

Zum Verständnis der Schaltung wurden die im Bild 7 dargestellten Pegelfestlegungen an den Schaltern getroffen. Die Trigger T_1 bis T_7 bilden von der Konzeption her ein Schieberegister. Die Anordnung arbeitet

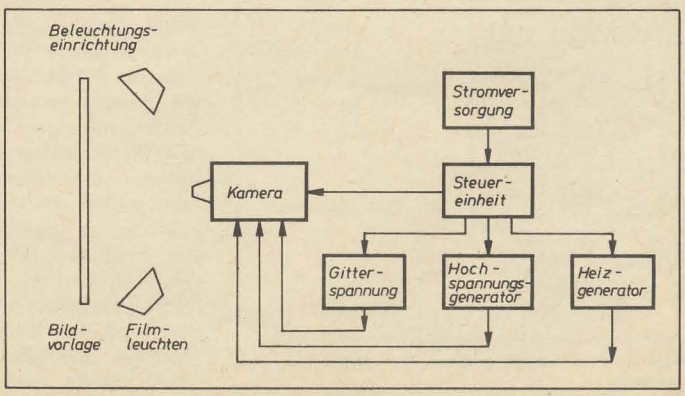


Bild 3: Teilsysteme der Aufzeichnungseinrichtung

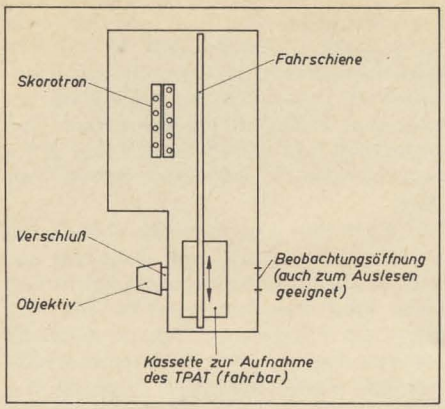
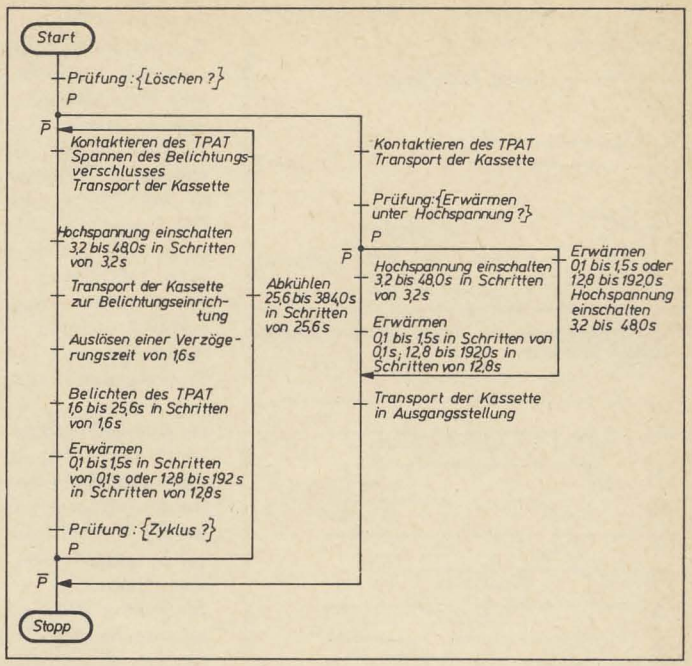


Bild 4: Aufbau der Kamera

Bild 5: Programmablaufplan

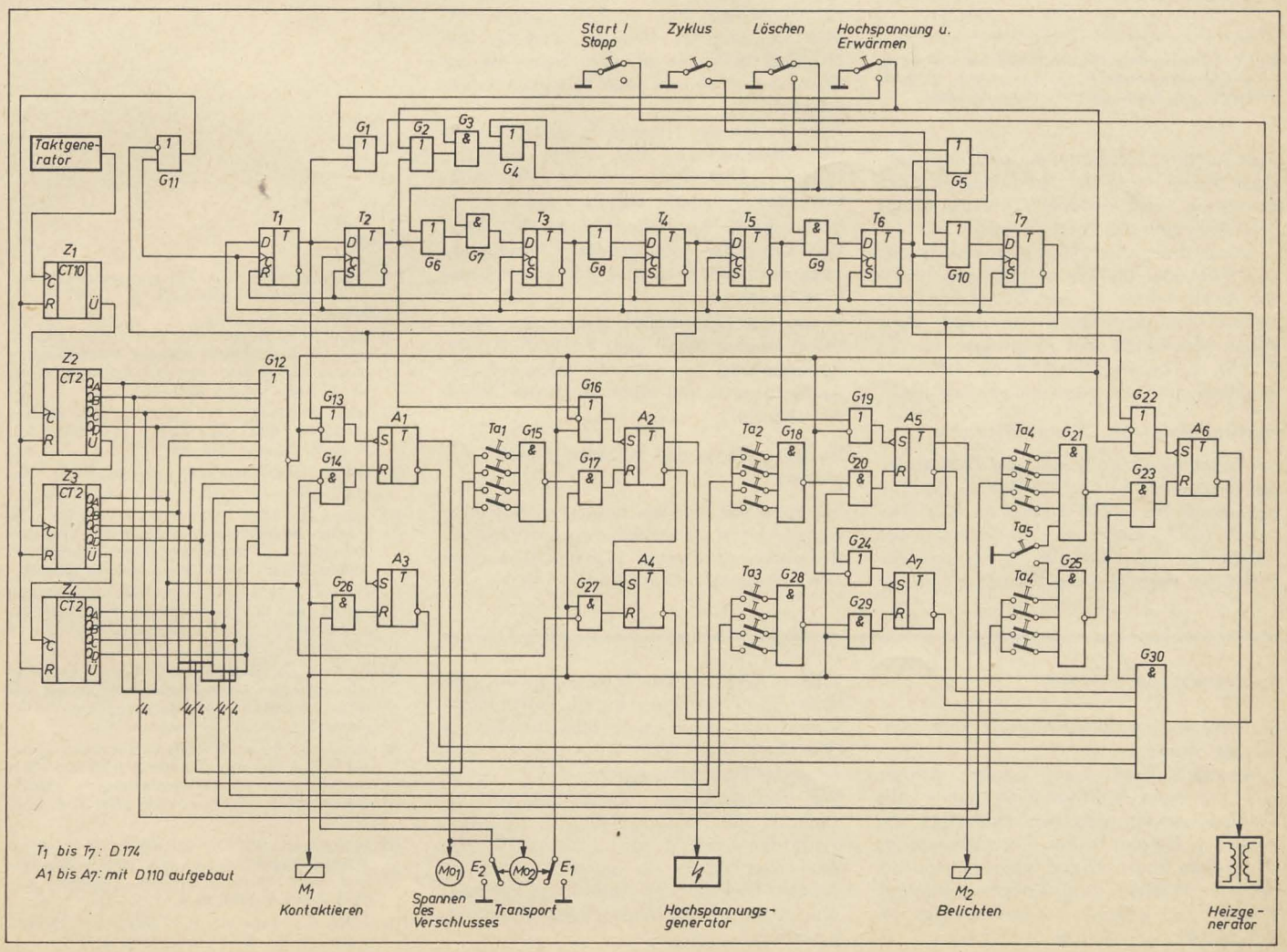


als Taktgenerator für die Arbeitsstufen mit den dynamisch ansteuerbaren RS-Triggern A_1 bis A_7, wenn sich ein Trigger im L- und die restlichen im H-Zustand befinden. Dieser Ausgangszustand wird durch eine entsprechende Belegung der R- bzw. S-Eingänge der D-Flip-Flops erreicht.

Durch Betätigen der Programmwahltasten „Zyklus", „Löschen" sowie „Hochspannung und Erwärmen" kann über die Gatter G_1 bis G_{10} die Durchlaufreihenfolge des L-Zustandes entsprechend Bild 5 programmiert werden, der den Arbeitstakt für die Trigger A_1 bis A_7 darstellt. Bild 8 zeigt die Zeitverläufe der Taktimpulse dieses Schieberegisters für die verschiedenen Programme. Bei dem Programm Einzelaufnahme wird nach Erreichen der L-H-Flanke an T_6 abgebrochen. Die Trigger A_1 bis A_7 werden beim Einschalten des Gerätes automatisch in den Ausgangszustand (L-Pegel an Q) gesetzt.

Über den Zähler Z_1 bis Z_4 werden die verschiedenen Arbeitszeiten für die Arbeitsstufen gewonnen. Er arbeitet nach folgendem Prinzip: Nach Freigabe des Zählers wird er mit Impulsen aus einem Taktgenerator mit vorgegebener Frequenz beschickt. Bis zum Erreichen eines bestimmten Zählerstandes vergeht eine definierte Zeit, die von der Taktfrequenz und der entsprechenden Wahl des Zählerstandes abhängt. Die Vorteile dieses digitalen Verfahrens sind hohe Genauigkeit und eindeutige Reproduzierbarkeit der Zeiten, Vermeidung großer Kapazitäten, geringe Empfindlichkeit gegen-

Bild 6: Signalflußplan



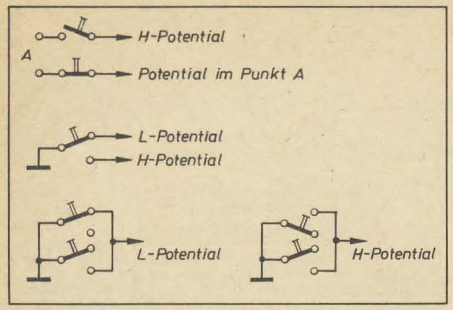


Bild 7: Festlegung der Pegel an den Schaltern (rastende Schalter)

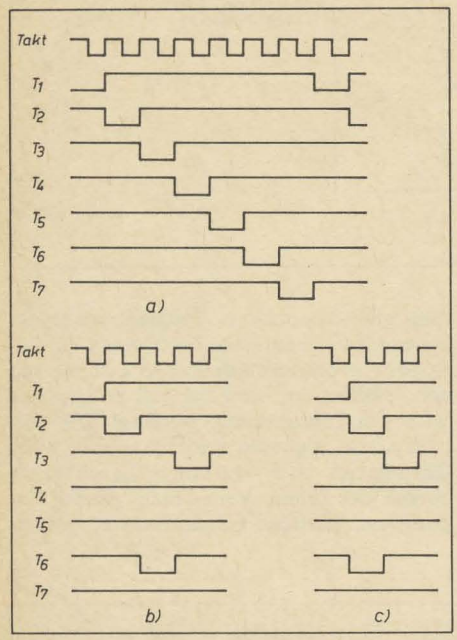


Bild 8: Taktdiagramm für das Schieberegister T_1 bis T_7. a) Zyklusprogramm; b) Löschprogramm; c) Löschprogramm und Erwärmen unter Hochspannung

über äußeren Störeinflüssen und unkomplizierte Änderungen der Arbeitszeiten durch Benutzung verschiedener Zählerausgänge bzw. Änderung der Taktfrequenz.

Z_1 ist ein dreistufiger Dezimalzähler. Er teilt die Frequenz des Generators von 10 kHz auf 10 Hz herab. Z_2 bis Z_4 nehmen eine weitere Frequenzteilung vor. Auf diese Weise können an den Ausgängen von Z_2, Z_3 und Z_4 Zeiten von 0,1 s bis 409,6 s in Schritten von 0,1 s abgenommen werden.

Funktionsweise der Steuereinrichtung

Im Ausgangszustand liegt am Q-Ausgang des Triggers T_1 L- und an den Q-Ausgängen von T_2 bis T_7 H-Potential an. Die Trigger A_1 bis A_7 führen an den Q-Ausgängen L-Potential, die Zähler Z_1 bis Z_4 sind gesperrt. Bei Betätigen der Starttaste wird der Zugmagnet M_1 erregt, und A_1 erhält über G_{13} am S-Eingang eine H-L-Flanke. Damit erscheint am Q-Ausgang H-Potential. Mo_1 und Mo_2 arbeiten. Mit dem Kippen von A_1 werden über G_{30} und G_{11} die Zähler Z_1 bis Z_4 freigegeben. Bei Erreichen eines bestimmten Zählerstandes (H-Potential an Q_A von Z_3) liegt am R-Eingang von A_1 über G_{14} eine H-L-Flanke an, A_1 wird zurückgesetzt, und am Ausgang von G_{30} entsteht eine L-H-Flanke. Das Schieberegister T_1 bis T_7 wird weitergetaktet, und die Zähler Z_1 bis Z_4 werden zurückgesetzt. An den Q-Ausgängen von T_2 bzw. T_6 entsteht je nach Stellung der Programmwahltasten L-Potential.

An den S-Eingängen der Trigger A_2 bzw. A_6 wird aber erst die H-L-Flanke gebildet, wenn der Q-Ausgang von T_2 bzw. T_6 L- und der Ausgang von G_{12} H-Potential führt (Z_2 bis Z_4 sind rückgestellt) und der Endschalter E_1 geschlossen ist (Kassette steht unter dem Skorotron).

Sind diese Bedingungen erfüllt, können die entsprechenden Trigger in Arbeitsstellung kippen, Z_1 bis Z_4 werden wieder freigegeben und beginnen zu zählen.

Der Zeitpunkt des Rücksetzens des Triggers A_2 kann durch eine am R-Eingang entstehende H-L-Flanke über die Taster Ta_1 und Gatter G_{15} durch wahlweise Dekodierung eines bestimmten Zählerstandes vorprogrammiert werden.

Beim Trigger A_6 kann das Rücksetzen nach zwei verschiedenen Zeitintervallen erfolgen. Die Wahl dieses Bereiches (Dekodierung eines bestimmten Zählerstandes) hängt von der Stellung des Tasters Ta_5 ab. Dementsprechend liegt dann am R-Eingang von A_6 über G_{21} und G_{23} bzw. G_{25} und G_{23} die H-L-Rückstellflanke an. Die Taster Ta_4 an G_{21} und G_{25} werden jeweils paarweise geschaltet.

Beim Setzen des Triggers A_3 (Rücktransport der Kassette) wird der Zähler über G_{11} blockiert. Rückgesetzt wird A_3 durch Betätigen des Endschalters E_2 über G_{26}.

Wurde keine der Tasten Ta_1 bis Ta_4 betätigt, kippt die entsprechende Arbeitsstufe nach der jeweils kleinsten Zeit in die Ruhelage zurück.

Durch ein Stoppsignal (Lösen der Starttaste) werden die Trigger T_1 bis T_7 in Ausgangsstellung gebracht, die Trigger A_1 bis A_7 rückgesetzt und damit auch der Zähler zurückgestellt.

Erreichte Werte und mögliche Einsatzgebiete

Mit Hilfe der hier beschriebenen Aufzeichnungseinrichtung wurden von A 4-Vorlagen Reliefbilder im Format 15 mm × 10 mm auf TPAT hergestellt. Diese Bilder besitzen gute Kontrasteigenschaften und sind eindeutig reproduzierbar. Die Gesamtdauer der Aufzeichnung gemäß Programmablaufplan einschließlich Sensibilisierung mit Korona beträgt etwa 3 Minuten, die Belichtungs- und Entwicklungszeit beträgt jeweils nur $\leqq 1$ s. Es wurde eine Liniendichte $> 200\ mm^{-1}$ erreicht.

Der durch den elektronischen Aufbau der Steuereinrichtung bedingte Zeitfehler besitzt im kleinsten realisierbaren Zeitbereich einen Wert von 0,1 s $\pm$ 0,1 %. Die Frequenz des Taktgenerators wurde dabei als konstant vorausgesetzt. Zusätzliche Verfälschungen werden außerdem durch die Ansteuerung der Stellmotoren bzw. durch Unterschiede in der Anzugs- und Abfallverzögerung der Arbeitsrelais hervorgerufen. Bei der gebräuchlichsten Erwärmungszeit von 0,8 s entsteht so ein Fehler von etwa 4 %. Dieser kann noch durch Verwendung schnellerer Schaltelemente (z. B. Thyristoren) verringert werden. Für den vorliegenden Anwendungsfall hat sich jedoch die realisierte Zeitgenauigkeit als ausreichend erwiesen.

Die vorgestellte thermoplastische Aufzeichnungseinrichtung ist für die Mikrofilmtechnik und die optische Informationsverarbeitung in Form der Umwandlung von Amplituden- in Phasenbilder einsetzbar. Für die Aufnahme von Phasenhologrammen ist die vorliegende Anordnung grundsätzlich geeignet, allerdings werden die hohen Anforderungen an die mechanische Stabilität nicht erfüllt, da Unschärfen durch mechanische Schwingungen nicht auszuschließen sind.

Literatur

[1] Thermoplastfilm zur Hologrammspeicherung. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 10, S. 654

[2] Lin, L. H.; Beauchamp, H. L.: Write-Read-Erase in Situ Optical Memory Using Thermoplastic Holograms. Applied Optics, Vol. 9, No. 9, Sept. 1970, S. 2088–2092

[3] Hinz, W.; Freyer, R.; Telle, W.: Die thermoplastische Bildaufzeichnung. Bild und Ton 31 (1978) H. 11, S. 325–328

[4] Glenn, W. E.: Thermoplasting recording. Applied Physic 30 (1959) H. 12, S. 1870–1873

[5] Freyer, R.; Hinz, W.: Untersuchung der elektrischen Widerstandserwärmung an Substraten mit dünnen thermoplastischen Schichten. Journal Signal AM 5 (1977) H. 5, S. 357–368

[6] Freyer, R.; Hinz, W.; Telle, W.: Entladungsprozeß an thermoplastischen Schichten bei schneller Erwärmung. Journal Signal AM 5 (1977) H. 6, S. 425–437

[7] Mildner, J.: Aufbau und Erprobung einer automatischen Aufzeichnungseinrichtung für thermoplastische Aufzeichnungsträger. Diplomarbeit an der IH Dresden 1977

[8] Hinz, W.; Freyer, R.: Informationsübertragung zur Erzeugung von Reliefstrukturen auf thermoplastischen Aufzeichnungsträgern. Nachrichtentechnik · Elektronik 29 (1979) H. 2, S. 70 bis 73

[9] Woboditsch, W.: Die Charakteristik von technischen Funkenstrecken mit stark inhomogenem Feld. Wissenschaftliche Zeitschrift der TH Dresden 8 (1958) H. 4

[10] Kühn, E.; Schmied, H.: Integrierte Schaltkreise. Berlin: VEB Verlag Technik 1972

Fortsetzung von Seite 220

Meßsystem kann damit als sehr sicher betrachtet werden.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß mit dem Wurfweitenmeßsystem alle Voraussetzungen gegeben sind, daß die Weitenmessungen in den leichtathletischen Disziplinen Speer, Diskus und Hammer mit höchster Präzision und Sicherheit erfolgen werden und gleiche Voraussetzungen für alle Sportler gegeben sind.

Größter Wert bei der Entwicklung des Gesamtsystems gemeinsam mit Elektroimpex wurde vor allem auf schnellstmögliche Ermittlung und Weiterleitung sowie Anzeige der Ergebnisse gelegt.

Die durchgeführten Genauigkeitsuntersuchungen und Tests ergaben eine zu erwartende Genauigkeit von $\leqq 10$ mm für die Wurfweite. Durch die parallele Messung mit zwei Geräten sind Ausfall und Fehlmessungen mit größter Wahrscheinlichkeit auszuschließen.

Dipl.-Ing. HORST JUNGNICKEL

Ein Aufbau mit komplementären Transistoren ist besonders einfach (Bild 33). Wenn der Spannungsabfall an R_2 einen durch R_3 einstellbaren Wert übersteigt, werden T_2 und damit über R_4 auch T_3 durchgesteuert. Der Transistor T_3 schaltet über die Diode die Basis von T_4 auf Massepotential, wodurch dieser gesperrt wird. Durch R_8, D und R_7 bleibt T_2 im leitenden Zustand. Durch T_1 kann eine Anzeige (z. B. Glühlampe) geschaltet werden. Mit Hilfe einer RC-Kombination mit R_5, C_1 und Taste Ta läßt sich die Anordnung zurückkippen.

Mit dieser beschriebenen Anordnung wird eine Kippstufe sehr geringen Aufwandes realisiert. Eine Dimensionierung wird im Abschnitt „Entwurfsbeispiele" angegeben.

Die Verwendung von Thyristoren ermöglicht ebenfalls wirksame Schutzschaltungen. Eine einfache Variante ist im Bild 34 dargestellt. Übersteigt der Spannungsabfall an R die Zündspannung des Thyristors, so schaltet dieser durch und bringt durch Kurzschluß die Schmelzsicherung zum Ansprechen. Sinnvoll ist diese Variante jedoch nur bei großen Leistungen und hoher Ausgangsspannung.

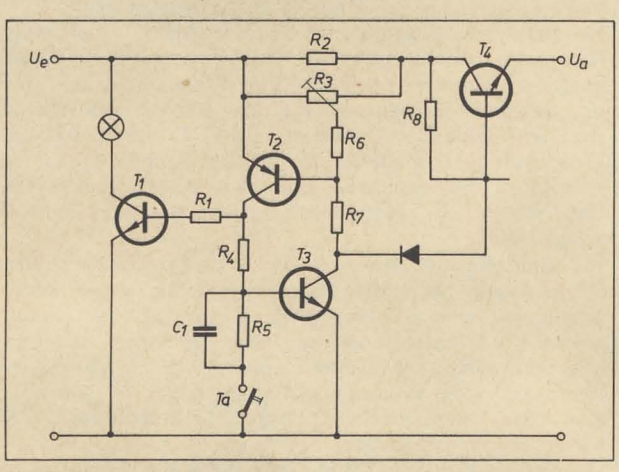


Bild 33: Flip-Flop-Schaltung mit komplementären Transistoren

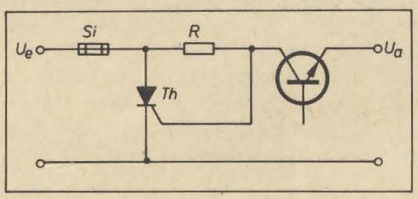


Bild 34: Schutzschaltung mit Thyristor

Von geringerer Bedeutung sind Schutzschaltungen gegen Überspannungen. Bei richtiger Dimensionierung der Rohspannungserzeugung treten meist keine Probleme auf, da selbst bei völliger Durchsteuerung des Längstransistors infolge eines Defektes kaum eine Beschädigung der nachfolgenden Schaltung auftreten kann. Gegen kurzzeitige Spannungsspitzen, die aus dem Netz in die Schaltung gelangen, helfen zum Ausgang parallelgeschaltete Leistungs-Z-Dioden. Der Wert ihrer Zenerspannung muß etwas höher als der der geforderten Ausgangsspannung sein. Für amateurmäßige Anwendungen schützen diese Dioden auch gegen generelle Überspannungen, vorausgesetzt, die primärseitige Sicherung ist exakt dimensioniert. Leistungs-Z-Dioden (z. B. SZ 600) haben die Eigenschaft, bei auftretender Überspannung diese zunächst zu begrenzen. Bei längerem Anliegen der Überspannung wird die Z-Diode überlastet, und es kommt zu einem Kurzschluß in der Z-Diode, der nach einigen Millisekunden die Netzsicherung zum Ansprechen bringt. Die Z-Diode darf nicht auf einen Kühlkörper montiert werden.

Für kommerzielle Zwecke ist dieses Verfahren nicht geeignet, da das Kurzschlußverhalten der Z-Diode vom Hersteller nicht garantiert werden kann.

In der Tafel 5 sind die Nenngrößen von flinken Geräteschutzsicherungen zusammengestellt. Diese erlauben ein optimales Absichern, wenn berücksichtigt wird, daß derartige Sicherungen z. B. bei 2,1 I_{nenn} eine Ansprechzeit von etwa 30 min aufweisen.

Tafel 5: Nenngrößen flinker Feinsicherungen in mA

100	125	160	200	250	315	400	500	630	800
1 000	1 250	1 600	2 000	2 500	3 150	4 000	5 000	6 300	

5. Weitere Schaltungen

Mit dem Aufkommen spezieller integrierter Schaltungen auch für die Stromversorgung wurden sinnvolle Schaltungen in diskreter Ausführung stark reduziert. Hier soll deshalb nur noch auf einige Ergänzungen eingegangen werden. Mit Hilfe von Differenzverstärkern lassen sich Temperatureinflüsse stark reduzieren (Bild 35).

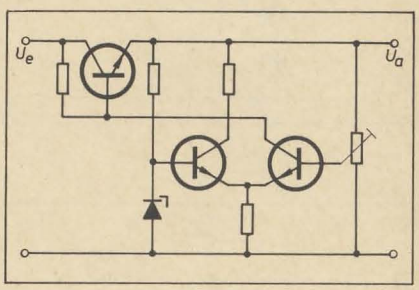


Bild 35: Regelschaltung mit Differenzverstärker

Alle bisher erläuterten Schaltungen hatten eine durchgehende Masseleitung (Minusleitung). Für das Zusammenschalten mehrerer Netzgeräte zur Leistungserhöhung ist dies von Vorteil. Bei bestimmten Anwendungen sind aber auch durchgehende Plusleitungen erforderlich. Mehrere Schaltungsvarianten der Regelstrecke sind im Bild 36 dargestellt. Für durchgehende Plusleitungen sind jeweils die komplementären Transistoren einzusetzen, wobei dann die Polarität der Betriebsspannung zu vertauschen ist. Die Z-Dioden sind ebenfalls umzupolen.

Der Amateur wird auch gern auf billige Germaniumtransistoren zurückgreifen wollen, die Schaltungen mit pnp-Transistoren sind dafür prinzipiell geeignet. Die im Bild 36e angedeutete Variante ist auch für alle anderen Schaltungen verwendbar. Bevorzugt wird diese aber für Netzgeräte mit regelbarer Ausgangsspannung angewendet, da der veränderliche Teil des Stromes durch die Z-Diode besonders klein bleibt.

Für hochwertige Regelschaltungen kann eine verbesserte Störwertaufschaltung nach [10] zur Anwendung kommen (Bild 37). Die angegebenen Widerstandswerte veranschaulichen nur die Größenordnung. Durch Veränderung von R_1 und R_2 läßt sich eine fast hundertprozentige Brummkompensation erreichen.

Zur Erhöhung der Ausgangsleistung gibt es verschiedene Möglichkeiten. Wenn im praktischen Betrieb der Laststrom nicht unter einen bestimmten Mindestwert absinkt, kann der Transistor der Regelstrecke mit einem ohmschen Widerstand überbrückt werden (Bild 38). Für R_p gilt

$$R_p = \frac{U_{e\,min} - U_a}{0{,}9 I_{a\,min}}$$

wobei etwa 90 % des Ausgangsstromes über R_p fließen können. Stabilisierungsfaktor und Innenwiderstand errechnen sich zu

$$S' = S + \frac{r_i}{R_p}$$

$$r_i = \frac{r_i R_p}{r_i + R_p}$$

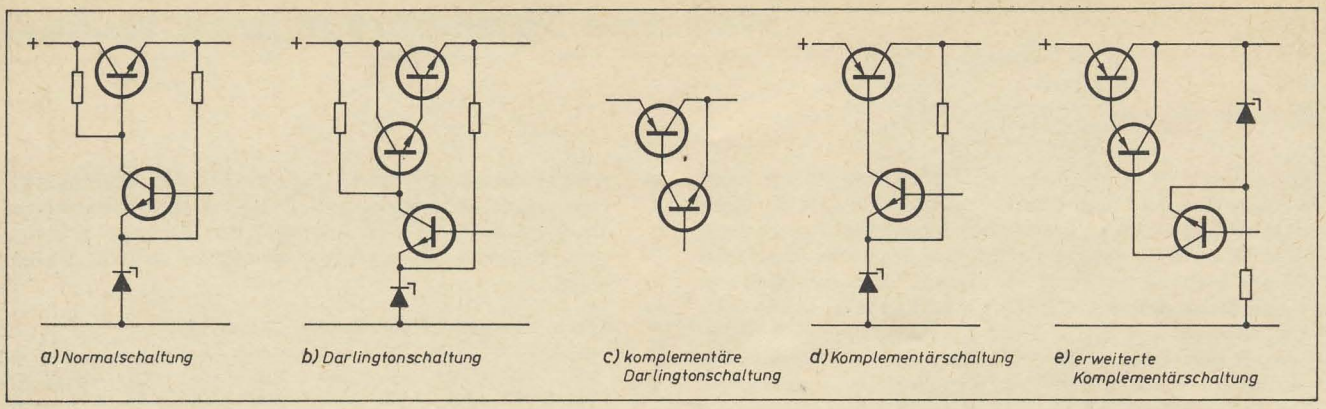


Bild 36: Varianten der Regelstrecke

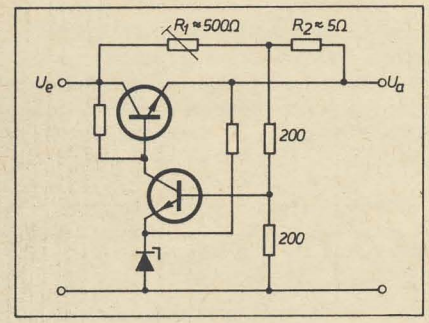


Bild 37: Verbesserte Störwertaufschaltung

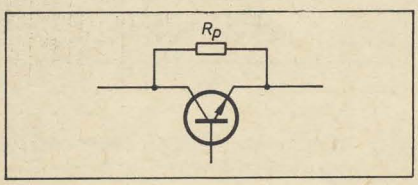


Bild 38: Uberbrückte Regelstrecke

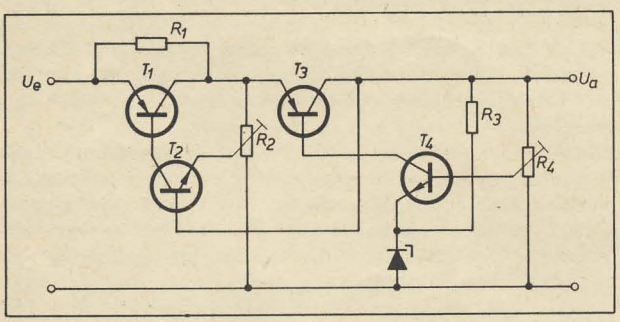


Bild 39: Schaltung mit Vorregler

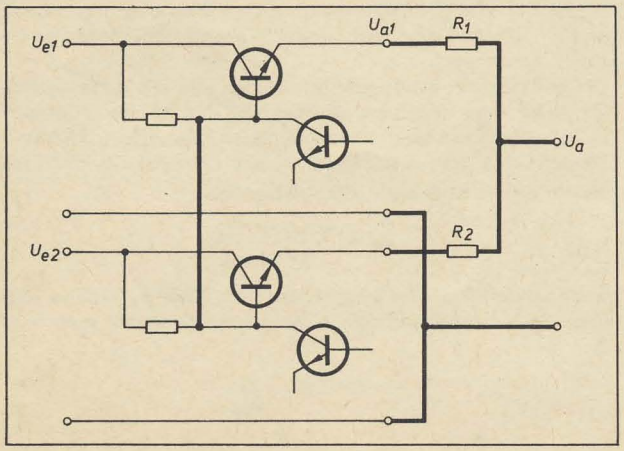


Bild 40: Parallelschalten von Serienreglern

Ein Verfahren, das gegenwärtig nur noch selten angewendet wird, ist das Einschalten eines Vorreglers zur eigentlichen Regelstrecke. Bild 39 zeigt das Prinzip. Der Transistor T_2 und somit auch T_1 werden von der Differenz zwischen Ausgangsspannung und der an R_2 einstellbaren Spannung gesteuert. Bei der kleinsten Eingangsspannung ist T_1 völlig durchgesteuert, R_1 bleibt somit wirkungslos; bei $U_{e\,max}$ dagegen ist T_1 gesperrt. R_1 wird so gewählt, daß der bei $U_{e\,max}$ auftretende Leistungsüberschuß von R_1 aufgenommen wird.

Für bestimmte Aufgaben ist es erforderlich, gleichartige Netzgeräte parallelzuschalten. Die dabei zu beachtenden Besonderheiten sind im Bild 40 dargestellt. Außer den Ausgangsklemmen müssen auch die Basisanschlüsse der Regelstrecken miteinander verbunden werden. R_1 und R_2 sind Ausgleichswiderstände, die in den Emitterleitungen liegen. Sie sind so zu dimensionieren, daß etwa 0,5 V abfallen. Das Netzgerät mit der niedrigsten Spannung bestimmt die Ausgangswerte.

Bei impulsförmiger Belastung und auch bei hohen Verstärkungsfaktoren der verwendeten Transistoren neigen Regelschaltungen zur Selbsterregung. Durch geeignet ausgewählte Kondensatoren können diese Nachteile vermieden bzw. vermindert werden. Gleichzeitig läßt sich dadurch eine Verringerung der Brummspannung erreichen. Im Bild 41 ist eine Regelschaltung mit den möglichen Anordnungen von Kondensatoren dargestellt.

Die Kombination R_1, C_1 bildet eine Siebkette und dient zur Herabsetzung der Brummspannung. R_1 und R_2 stellen den Kollektorwiderstand von T_2 dar. Ein günstiger Kompromiß zwischen Regelgeschwindigkeit (C_1 setzt diese herab) und Siebung ergibt eine Halbierung des erforderlichen Arbeitswiderstandes ($R_1 = R_2$). Die Zeitkonstante R_1, C_1 sollte im allgemeinen kleiner als 1 s sein. In bestimmten Anwendungsfällen kann mit C_1 ein langsames „Heraufregeln" der Ausgangsspannung beim Einschalten erreicht werden (bis mehrere Sekunden).

Da auf die Dimensionierung von C_1 viele Faktoren einwirken, erfolgt diese sinnvollerweise experimentell, die Größenordnung liegt bei 1...200 μF. Der Kondensator C_2 unterdrückt eine Selbsterregung der Verstärkerschaltung. Praktische Werte sind 0,005...0,1 μF in Metall-Papier- oder keramischer Ausführung. Hier gilt als Faustregel: Der kleinstmögliche Wert ist gerade groß genug. Der Kondensator C_3 verbessert die Regelwirkung für Wechselspannungen (Brummspan-

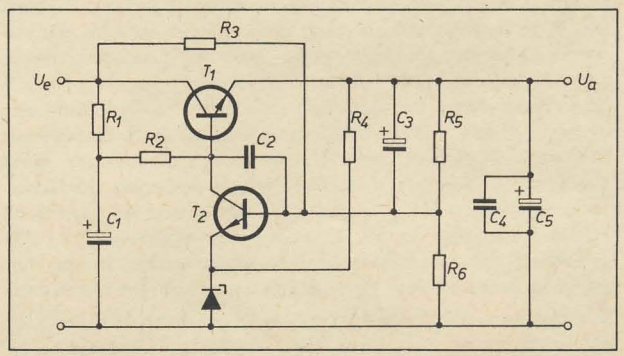


Bild 41: Einsatz von Kondensatoren

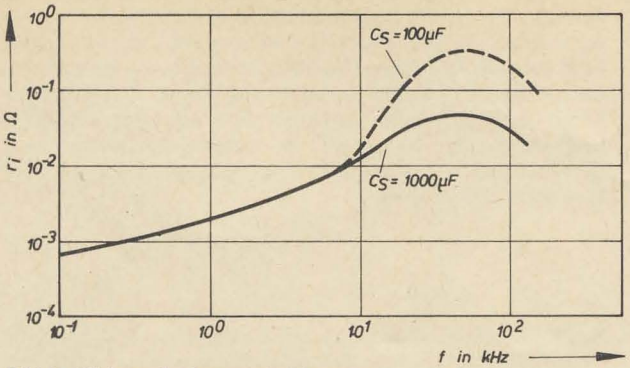


Bild 42: Wirkung des Ausgangskondensators

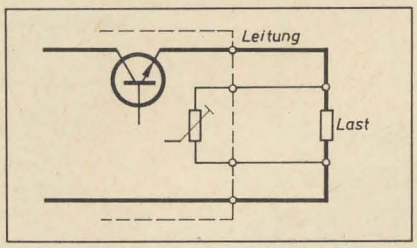


Bild 43: Istwerterfassung am Verbraucher

nung). Falls keine Störwertaufschaltung erfolgt (R_3), kann C_3 meist entfallen ($C_3 = 1...50\ \mu F$).

Werden Transistoren mit Grenzfrequenzen von einigen Megahertz eingesetzt, so wird das Frequenzverhalten des Serienreglers bis zu mittleren Frequenzbereichen (etwa 200 kHz) ausschließlich von C_5 bestimmt [11]. Bild 42 zeigt den Zusammenhang (Richtwerte). Auf Grund des schlechten HF-Verhaltens von Elektrolytkondensatoren empfiehlt sich das Parallelschalten eines Metall-Papierkondensators C_4 ($\approx 0{,}1...2\ \mu F$) zu C_5. Bei dynamischer Belastung senkt C_5 den Innenwiderstand des Netzgerätes, dessen übliche Größen 100...1 000 μF betragen. Zu kleine Werte für C_5 fördern die Selbsterregung der Schaltung.

Wenn Netzgeräte induktive Verbraucher speisen, z. B. Relais oder Motoren, sind Maßnahmen gegen auftretende Spannungsspitzen beim Abschalten der Verbraucher zu treffen. Geeignet sind u. a. Leistungs-Z-Dioden, die den Ausgangsklemmen parallelgeschaltet werden. Die Durchbruchsspannung wird dabei etwas höher als die Ausgangsspannung gewählt. Diese Maßnahme ist identisch mit dem bereits erwähnten Schutz gegen Überspannung aus dem Netz oder aus der Regelschaltung.

Werden Netzgeräte mit längeren Leitungen an Verbraucher angeschlossen, so ergeben sich auf Grund der Spannungsabfälle auf der Leitung Abweichungen vom gewünschten Spannungswert. Abhilfe schafft hier eine gesonderte Herausführung der Anschlüsse des Sollwerteinstellers nach Bild 43. Der Istwert wird dabei direkt am Verbraucher gemessen, und Spannungsverluste von Leitungen können damit vollständig kompensiert werden.

6. Anordnungen für einstellbare Ausgangsspannungen

Die bisherigen Ausführungen beschränkten sich auf Netzgeräte mit fester (oder nur in geringem Umfang einstellbarer) Ausgangsspannung. Diese Geräte stellten auch den Hauptanteil aller Stromversorgungen dar. Es gibt aber auch Anwendungen, bei denen eine Veränderung der Spannung in einen größeren Bereich erforderlich ist.

Solange die Ausgangsspannung größer als die Referenzspannung ist, bereitet eine einstellbare Ausgangsspannung keine Schwierigkeiten. Der Sollwerteinsteller ist ein Potentiometer. Der Vorwiderstand der Z-Diode (Referenzspannungsquelle) wird nicht am Ausgang, sondern vor der Regelstrecke (an der Eingangsspannung) angeschlossen. Eine Variation der Ausgangsspannung kleiner als die Referenzspannung ist jedoch nicht ohne weiteres möglich. Z-Dioden mit Zenerspannungen unter 5 V weisen ungünstige Eigenschaften auf. In Ausnahmefällen lassen sich Z-Dioden in Durchlaßrichtung betreiben ($U_z \approx 0{,}7$ V; $r_z \approx 6\ \Omega$; $\Theta_z = -2$ mV/K).

Für auf 0 V regelbare Spannungen muß eine Schaltung mit zusätzlicher Eingangsspannung Anwendung finden. Bild 44 zeigt eine mögliche Variante. Hier wird durch U_{e2} eine Referenzspannung unter 0 V erzeugt, die Ausgangsspannung kann bis auf 0 V herabgeregelt werden. Regelbare Ausgangsspannungen ergeben große Verluste in der Regelstrecke, da der Transistor bei niedrigen Ausgangsspannungen den gesamten Spannungsabfall aufnimmt.

Labornetzgeräte bedingen im allgemeinen eine andere Schaltungstechnik, als bisher hier vorgestellt wurde. Da es gegenwärtig sinnvoll ist, diese mit integrierten Schaltungen zu realisieren, wird in einem späteren Abschnitt nochmals darauf eingegangen werden.

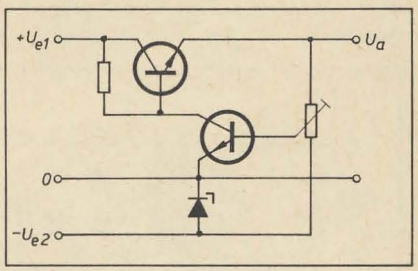


Bild 44: Anordnung für einstellbare Ausgangsspannung

7. Entwurfsbeispiele mit diskreten Halbleitern

Zur Vereinfachung wird in diesem Abschnitt von einer „Einheitsschaltung" ausgegangen, die den Anforderungen entsprechend modifiziert werden kann.

Die Einhaltung der gewünschten Ausgangswerte soll im Netzspannungsbereich von 220 V $\pm^{10}_{15}$ % (187...242 V) und für Umgebungstemperaturen bis etwa 40 °C garantiert werden. Im allgemeinen ist ein Wechselspannungsanteil der Ausgangsspannung (Brummspannung) von max. 50 mV erlaubt. Bei einem Lastwechsel von Leerlauf auf Vollast und umgekehrt soll sich die Ausgangsspannung um nicht mehr als $\pm$ 100 mV ändern; das gilt natürlich nur für kleine Ausgangsspannungen bis etwa 12 V. Zu beachten ist, daß diese Forderungen im gesamten zugelassenen Eingangsspannungsbereich erfüllt werden müssen. Schutzmaßnahmen gegen Überlast und Kurzschluß sind vorgesehen. Bei induktiven Lasten wie Motore oder Relais sind Maßnahmen gegen Überspannungen erforderlich.

Es soll eine Stromversorgung für eine größere digitale Schaltung, im ungünstigsten Fall ein getaktetes synchrones System mit vielen Kippstufen, realisiert werden. Bei der Berechnung erfolgt zumeist nur eine Summierung der Stromaufnahmen der einzelnen Schaltkreise mit den Werten, die den Datenblättern entnommen werden. Dieses Verfahren führt oft zu unbefriedigenden Ergebnissen. Es wurde dabei nicht berücksichtigt, daß beim gleichzeitigen Schalten vieler Kippstufen (oder auch von Gattern) kurzzeitig ein Vielfaches des normalen Stromes auftreten kann.

Für TTL-IS sind Schaltzeiten von 5...20 ns übliche Werte. Stabilisierte Netzgeräte mit derartig kleinen Regelzeitkonstanten sind nur mit sehr hohem Aufwand realisierbar. Übliche Stromversorgungen erreichen etwa 100 ns, wenn Transistoren mit Grenzfrequenzen um 10 MHz eingesetzt werden. Diese Grenzfrequenz muß auch der Leistungstransistor der Regelstrecke aufweisen! Die Stromspitze beim Umschalten bewirkt in der Stromversorgung ein „Zusammenbrechen" der Ausgangsspannung entsprechend den Schaltzeiten. Die J-, K-, R- und S-Eingänge von IS können bereits auf derartig kurze Spannungseinbrüche reagieren, und es kommt zu Fehlschaltungen.

In der Praxis ist sehr oft feststellbar, daß Funktionsstörungen in digitalen Schaltungen zu einem großen Teil auf ungeeignete Stromversorgungen zurückzuführen sind. Zur Vermeidung derartiger Störungen gibt es verschiedene Möglichkeiten:

- Jeder Schaltkreis wird mit einem Stützkondensator (10...33 nF, keramisch, Schreibe o. ä.) versehen, der unmittelbar an die Betriebsspannungsanschlüsse des Schaltkreises geschaltet wird. Bei vorwiegender Verwendung von Gattern genügt es in der Regel, jeden zweiten bis dritten Schaltkreis damit zu beschalten.

- Jede mit IS (etwa ab zehn Stück) bestückte Leiterplatte oder Baugruppe wird mit einem Kondensator versehen, der an die Betriebsspannungsanschlüsse der Leiterplatte geschaltet wird (Tantalkondensator 4,7...10 μF oder Elektrolytkondensator 100...220 μF).
- Die Stromversorgungsleitungen, speziell die Masseleitung, werden mit dem größtmöglichen Querschnitt ausgeführt.
- Die Stromversorgung ist für einen größeren Ausgangsstrom auszulegen.

In der Praxis hat sich eine Kombination aller Möglichkeiten durchgesetzt. Für die weiteren Betrachtungen ist nur die letzte Variante von Bedeutung. Es bereitet nachweisbar weniger Aufwand, den Ausgangsstrom zu erhöhen als die Regelzeitkonstanten herabzusetzen.

gewählt. Bei Brückengleichrichtung ergibt sich ein theoretischer Wert für die Sekundärspannung von $U_{\sim} = 1{,}11\ U_{-}$ (s. a. Tafel 3). Die Höhe der Sekundärspannung ist auch von der Größe des Ladekondensators abhängig. Dessen Größe hängt wiederum vom Laststrom und von der zulässigen Brummspannung $U_{Br\,eff}$ ab. Im allgemeinen sollte $U_{Br\,eff} \leqq U_e/10$ gelten. Für diese Bedingungen gilt die zugeschnittene Größengleichung

$$C_L = \frac{2{,}5 \cdot 10^4 I_a}{U_e}$$

C_L in μF I_a in A U_e in V.

Bei Verwendung von Ladekondensatoren nach dieser Gleichung genügen für die Sekundärspannung $U_{\sim} \approx 0{,}95\ U_{e-}$ (bei $U_e > 12$ V) und $U_{\sim} \approx 1{,}1\ U_{e-}$ (bei $U_e < 12$ V). Die er-

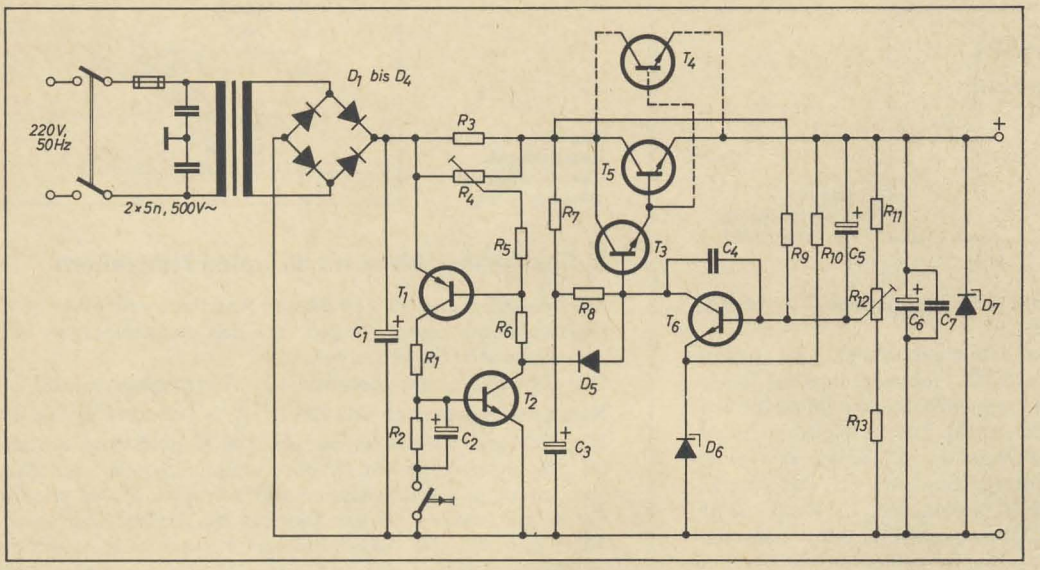


Bild 45: Verwendete Einheitsschaltung

Im Bild 45 ist eine „Einheitsschaltung" dargestellt. Es handelt sich im Prinzip um eine Kombination der bereits behandelten Varianten. Die genaue Konfiguration richtet sich nach den geforderten Parametern. So kann z. B. die elektronische Sicherung entfallen. Auch die Parallelschaltung von Leistungstransistoren in der Regelstrecke wird nicht immer erforderlich sein. Die Verwendung von nur einer Schaltungsvariante hat vor allem technologische Vorteile. So ist z. B. nur eine Leiterplatte (etwa 80 mm × 100 mm) erforderlich, um die Schaltung zu realisieren. Gleichrichter, Ladekondensator und Leistungstransistoren werden dabei extern untergebracht.

Zunächst wird die Rohspannungserzeugung dimensioniert. Die Auswahl des Transformators erfolgt in Abhängigkeit von der Sekundärleistung, d. h. von den geforderten Ausgangsspannungen und -strömen. Nach Bild 45 setzt sich die Eingangsspannung der Regelschaltung folgendermaßen zusammen:

$$U_e \geqq U_a + U_{BE3} + U_{BE5} + U_{R3} + U_{Br\,eff} + 2\,V$$

Die angegebenen 2 V sind als Kollektor-Emitterspannung des Transistors T_3 erforderlich. Bei modernen Leistungstransistoren mit sehr kleiner Sättigungsspannung (z. B. KD 501 bis KD 503) kann diese Spannung auf 1 V herabgesetzt werden. Weiterhin muß berücksichtigt werden, daß der Brummspannungsanteil der Eingangsspannung in der Regelschaltung mehr oder weniger kompensiert wird. Der Brummspannungsanteil läßt sich mit der Beziehung aus Abschnitt 2.3. oder Bild 12 leicht ermitteln. U_{R3} ist die Ansprechspannung der elektronischen Sicherung. Im allgemeinen sind dafür 0,5 V bei Nennlast ausreichend.

Die so ermittelte Eingangsspannung muß bei der niedrigsten zugelassenen oder auftretenden Netzspannung zur Verfügung stehen. Im Interesse eines guten Wirkungsgrades sollte diese nicht wesentlich höher gewählt werden. Bei größerer Eingangsspannung verbessert sich zwar die Regelwirkung, wenn die Netzspannung aber ihren Maximalwert erreicht, steigen die Verluste in der Regelstrecke erheblich an.
Der Transformator wird entsprechend der Typenleistung ausforderliche Sekundärleistung des Transformators errechnet sich somit zu

$$P_{s\,eff} = (0{,}95...1{,}1)U_{e-} \cdot 1{,}11\ I_a$$

Für übliche Kernschnitte (M-Schnitt) gelten die in der Tafel 6 angegebenen maximalen Sekundärleistungen in VA. Abweichungen bis 10 % sind noch zulässig. Die Berechnung erfolgt nach [6] [7] oder auch nach [12] [13]. In [13] sind auch weitere Angaben zu anderen Kernformen enthalten. Je nach Einsatz kann eine primärseitige Störschutzbeschaltung vorgesehen werden. Der Störschutzkondensator (z. B. 2 × 4 700 pF/500 V) ist unmittelbar an den Transformatoranschlüssen anzubringen.

Tafel 6: Maximale Sekundärleistungen von M-Schnitten

	M 42	M 55	M 65	M 74	M 85a	M 85b	M 102a	M 102b
Dynamoblech III	5,8	16,5	33,3	56	73	96,4	122	170
Dynamoblech IV	5,9	17,1	34,5	59	77	105	131	189

Die Brückengleichrichtung mit den Dioden D_1 bis D_4 wird nach $I_{a\,max}$ und $U_{e\,max}$ ausgelegt. Für kleine Ströme und Spannungen bieten sich Selengleichrichter an (Selenklammergleichrichter, Selenblockgleichrichter oder Selenkleinstgleichrichter für gedruckte Schaltungen). Bei Verwendung von Siliziumdioden kann auf Typen nach Tafel 2 zurückgegriffen werden. Für größere Ströme (etwa ab 10...12 A) ist es zweckmäßiger, komplette Netzgeräte für niedrigere Ströme parallelzuschalten (s. Bild 40).

Wird fortgesetzt

Literatur

[10] Hauenstein, A.: Universell verwendbare Spannungskonstantgeräte. Funkschau 43 (1971) H. 4, S. 115–117
[11] Wagner, S. W.: Stromversorgung elektronischer Schaltungen und Geräte. Hamburg: R. v. Decker's Verlag, G. Schenk 1964
[12] Schubert, K.-H.: Elektrotechnische Grundlagen, Teil II. Reihe: Der praktische Funkamateur Band 43. Berlin: Deutscher Militärverlag 1964
[13] Streng, K.: Stromversorgungsanlagen für Sende- und Empfangsanlagen. Reihe: Der praktische Funkamateur Band 49. Berlin: Deutscher Militärverlag 1964

A 274 D

Integrierter Schaltkreis zur gleichspannungsgesteuerten Höhen- und Tiefeneinstellung für NF-Stereosysteme

Mitteilung aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Abmessungen und Anschlußbelegung (Bild 1)

Gehäuse	DIL-Plastgehäuse
Bauform	21.2.1.2.16 nach TGL 26 713
Masse	≦ 1,5 g
Typstandard	TGL 35 766

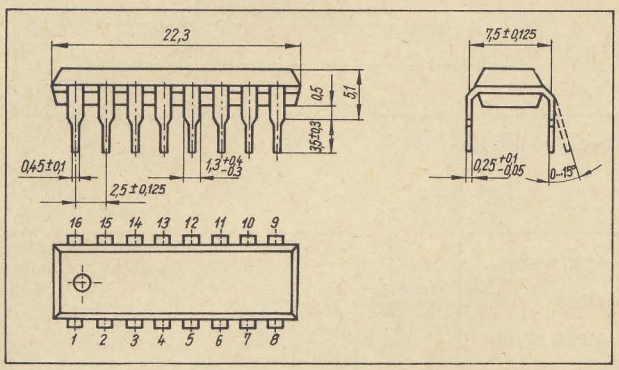


Bild 1: Abmessungen und Anschlußbelegung

1, 2 Eingänge des Tiefenstellers rechts
3 Ausgang des Tiefenstellers rechts
4 Eingang der Steuerspannung des Tiefenstellers
5 Ausgang des Tiefenstellers links
6, 7 Eingänge des Tiefenstellers links
8 Betriebsspannung
9, 10 Eingänge des Höhenstellers links
11 Ausgang des Höhenstellers links
12 Eingang der Steuerspannung des Höhenstellers
13 Ausgang des Höhenstellers rechts
14, 15 Eingänge des Höhenstellers rechts
16 Masse

Grenzwerte, gültig für den Betriebstemperaturbereich

	min	max
Betriebsspannung U_S in V		18
Steuerspannungen		
U_4 in V		12
U_{12} in V		12
Abschlußwiderstand R_L in kΩ	4,7	
Betriebstemperaturbereich ϑ_a in °C	−25	+70
Lagerungstemperaturbereich ϑ_{stg}[1]) in °C	−40	+125

Statische Kennwerte, $\vartheta_a = 25\,°C - 5\,K$, $U_S = 15\,V$

	min	typ	max
Gesamtstromaufnahme I_{S0} in mA bei $U_4 = U_{12} = 6$ V		26,5	40
Eingangsströme			
$I_{1,2}$ in µA		0,5	2
$I_{6,7}$ in µA		0,5	2
$I_{9,10}$ in µA		0,5	2
$I_{14,15}$ in µA		0,5	2

Dynamische Kennwerte, $\vartheta_a = 25\,°C - 5\,K$, $U_S = 15\,V$, $f = 1\,kHz$

	min	typ	max
Klirrfaktor k in % bei $U_1 = U_0 = 1$ V		0,06	0,2
Übersprechdämpfung $a_ü$ in dB bei $U_1 = U_0 = 1$ V	56	67	
Fremdspannungsabstand a_N in dB[2]) bei $U_1 = 100$ mV, $U_0 = 50$ mV, $A_u = 0$ dB	56,5	60	
maximale Verstärkung A_u in dB bei $U_1 = 100$ mV, $U_4 = U_{12} = 10$ V	15	18	
maximale Abschwächung $-A_u$ in dB bei $U_1 = 100$ mV, $U_4 = U_{12} = 1$ V	15	19,5	
Gleichlaufabweichung $\lvert a_G \rvert$ in dB			2
Höhen- und Tiefeneinsteller getrennt bei $U_{11} = U_{12} = 100$ mV, $A_u = 0$ dB für den abzugleichenden Kanal			
Höhen		0,3	
Tiefen		0,05	
Verstärkung bei linearem Frequenzgang A_u in dB		0	
maximale Verstärkung bei maximaler Höhen- und Tiefenanhebung A_{uHL} in dB			1,5
maximale Abschwächung bei maximaler Höhen- und Tiefenabsenkung $-A_{uTL}$ in dB			−1,5

[1]) nur gültig für Temperaturwechselprüfung nach TGL 28 505, Prüfuntergruppe B 2

[2]) für die Messung des Fremdspannungsabstandes a_N Hinweis bei der Meßschaltung (Bild 4) beachten

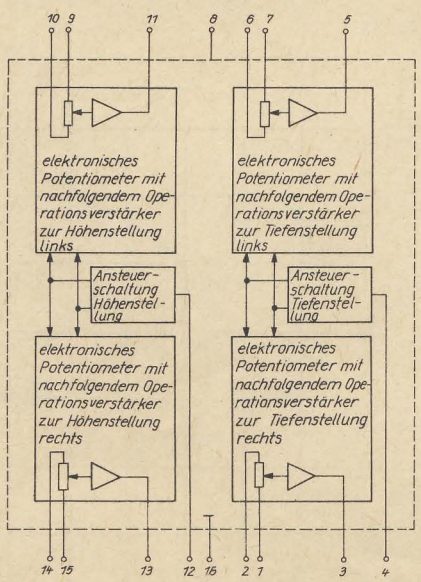
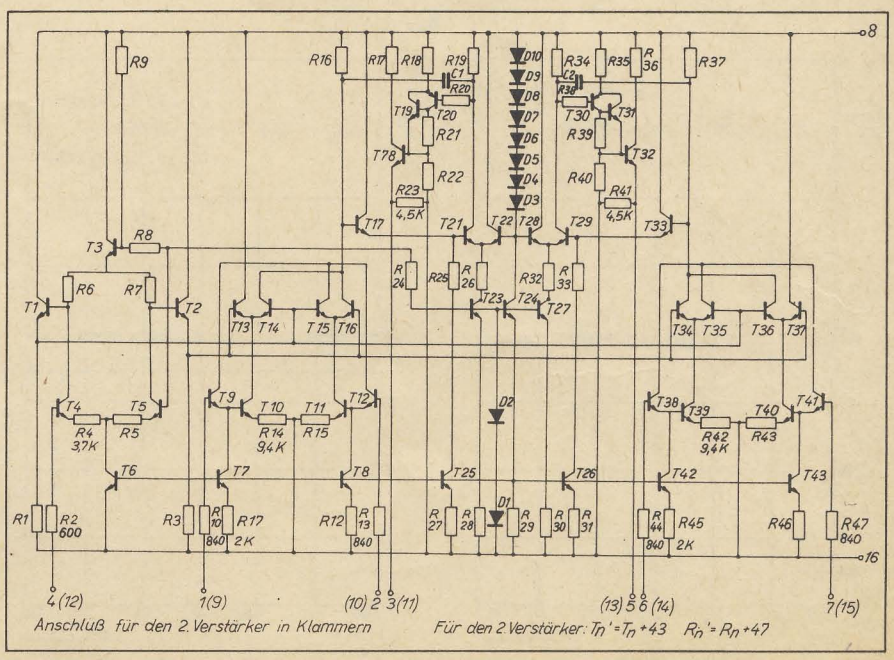


Bild 2: Blockschaltung

Bild 3: Innere Schaltung ▶



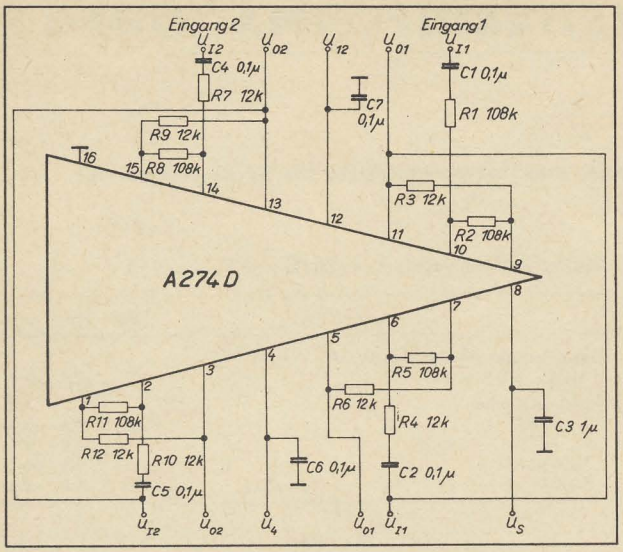


Bild 4: Meßschaltung. Für die Messung des Fremdspannungsabstandes a_N gilt: C_1, C_2, C_4, $C_5 = 1\ \mu F$, $C_3 = 470\ \mu F$

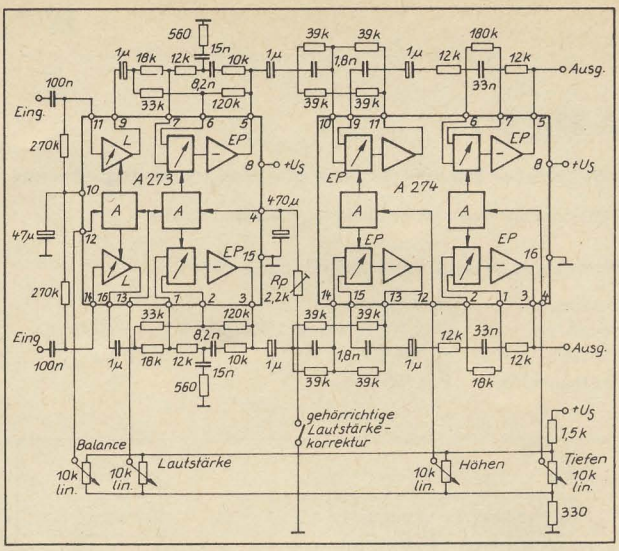


Bild 5: Anwendungsbeispiel

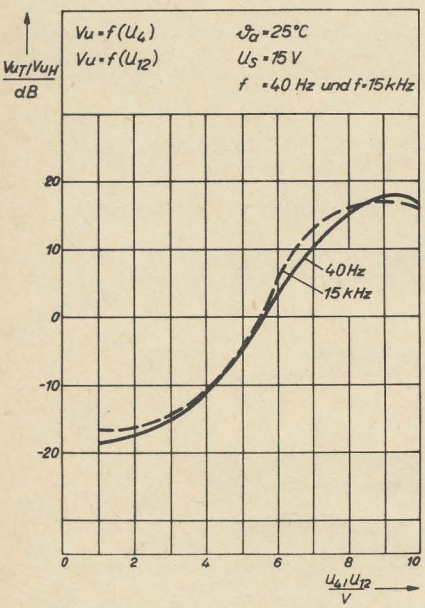


Bild 6

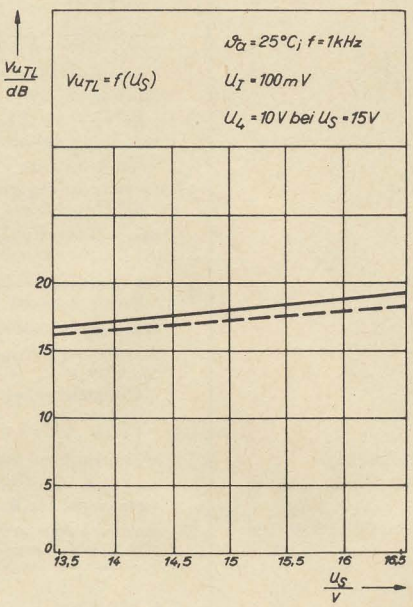


Bild 7

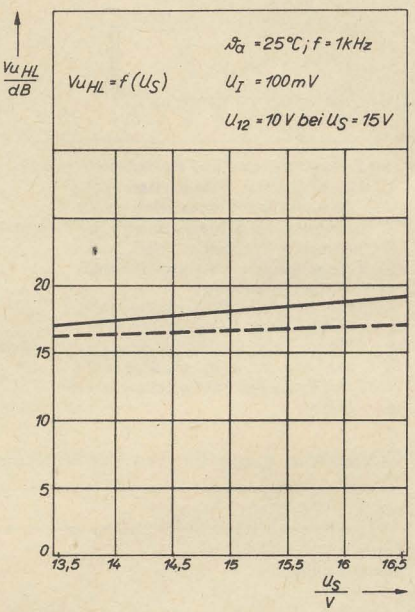


Bild 8

Bild 9

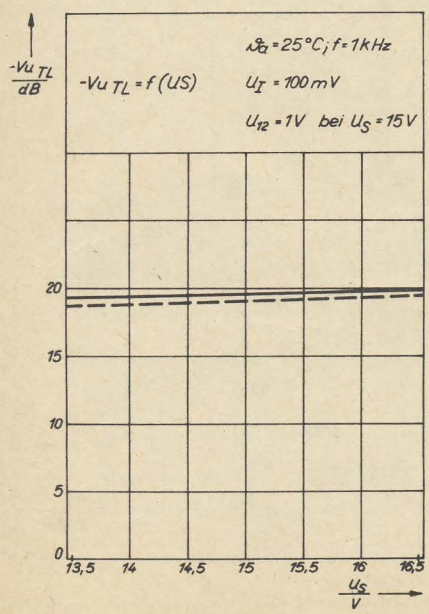


Bild 10

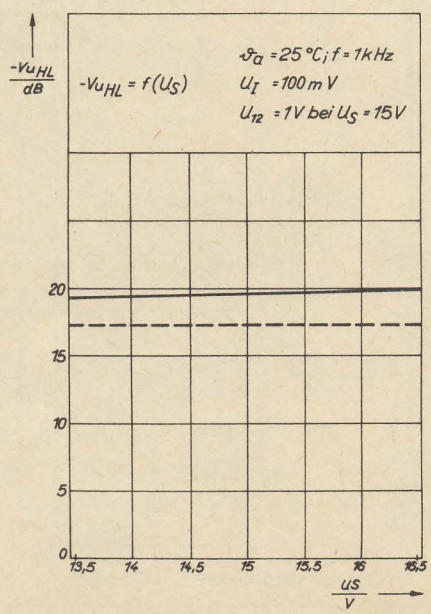
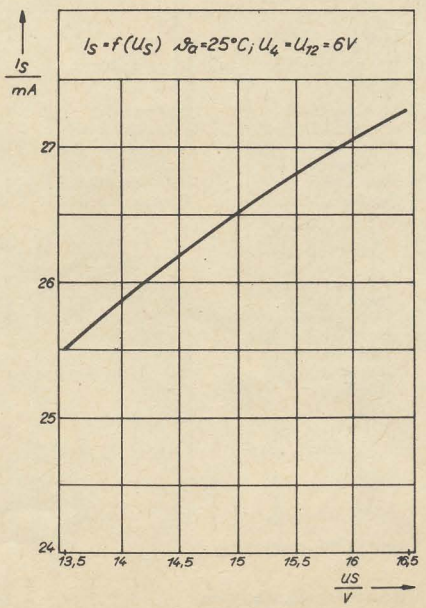


Bild 11



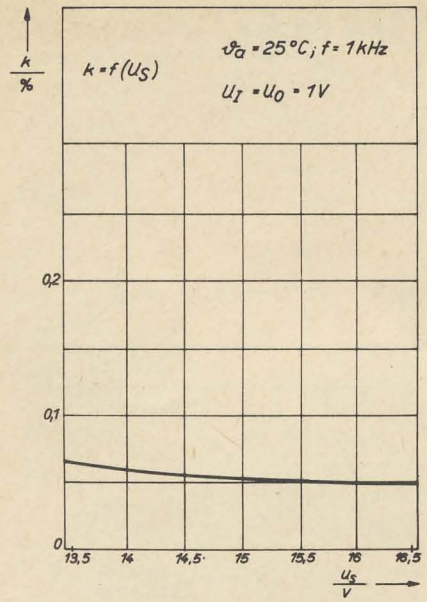


Bild 12

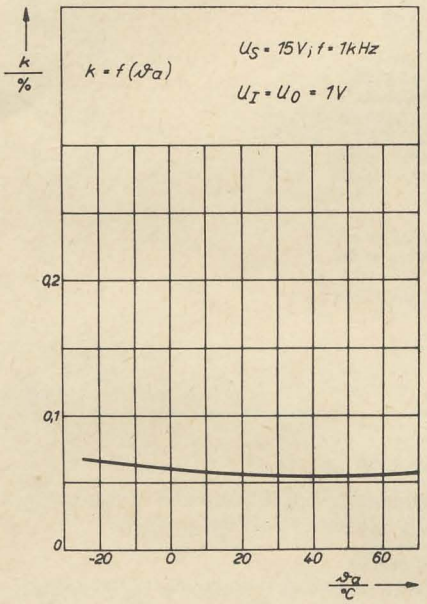


Bild 13

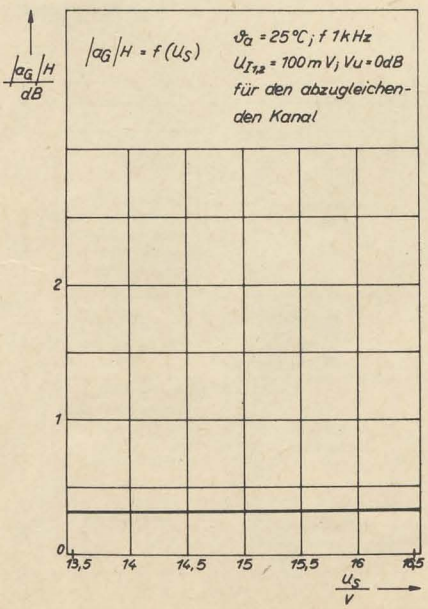
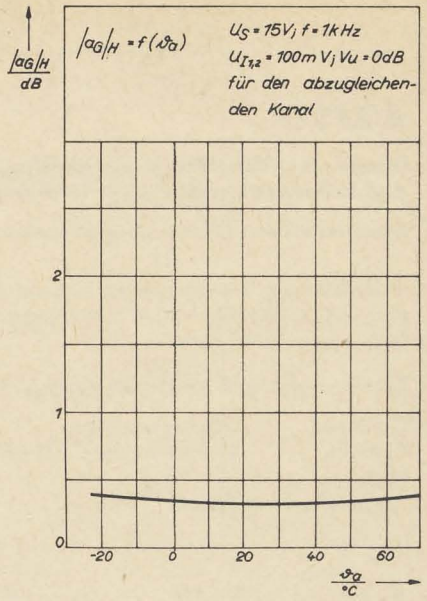


Bild 14

Bild 15



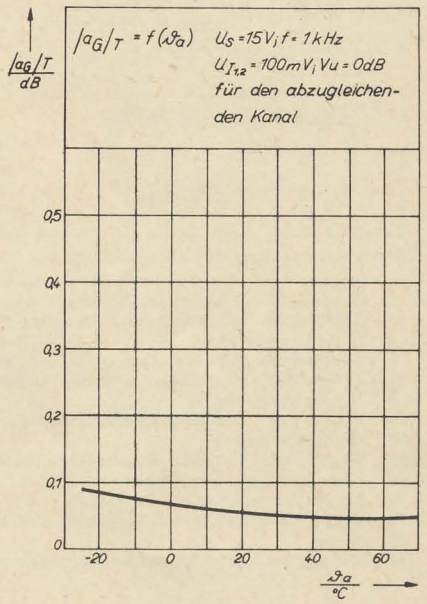
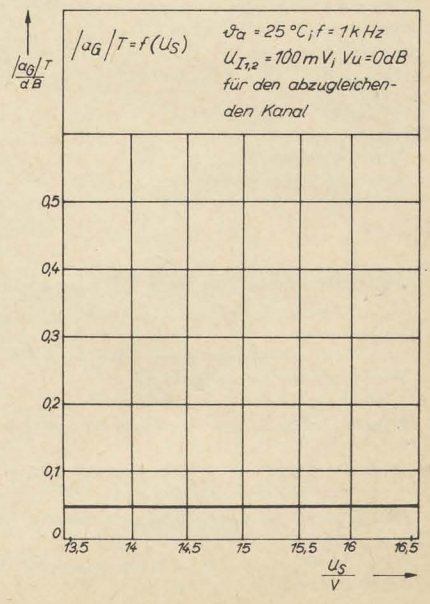


Bild 16

Bild 17: Anwendungsbeispiel



A 273 D

Integrierter Schaltkreis zur gleichspannungsgesteuerten Lautstärke- und Balanceeinstellung für NF-Stereosysteme **Teil 1**

Mitteilung aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

In Verbindung mit einer entsprechenden RC-Außenbeschaltung kann außerdem eine physiologische Lautstärkebeeinflussung realisiert werden.

Abmessungen und Anschlußbelegung (Bild 1)

Gehäuse	DIL-Plastgehäuse
Bauform	21.2.1.2.16 nach TGL 26 713
Masse	≦ 1,5 g
Typstandard	TGL 35 765

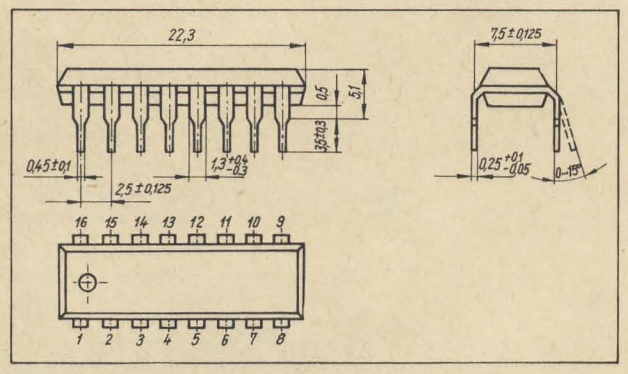


Bild 1: Abmessungen und Anschlußbelegung
1, 2 Eingänge der physiologischen Lautstärkekorrektur rechts
3 Ausgang der physiologischen Lautstärkekorrektur rechts
4 Anschluß für Widerstand zum Einschalten der physiologischen Lautstärkekorrektur
5 Ausgang der physiologischen Lautstärkekorrektur links
6, 7 Eingänge der physiologischen Lautstärkekorrektur links
8 Betriebsspannung
9 Ausgang des Lautstärke-Balanceeinstellers links
10 NF-Massepunkt
11 Eingang des Lautstärke-Balanceeinstellers links
12 Eingang Balanceeinstellspannung
13 Eingang Lautstärkeeinstellspannung
14 Eingang des Lautstärke-Balanceeinstellers rechts
15 Masse
16 Ausgang des Lautstärke-Balanceeinstellers rechts

Grenzwerte, gültig für den Betriebstemperaturbereich

	min	max
Betriebsspannung U_S in V		18
Steuerspannungen		
U_{12} in V		12
U_{13} in V		12
U_i in V		3
Lastwiderstand R_L in kΩ	4,7	
Betriebstemperaturbereich ϑ_a in °C	−25	+ 70
Lagerungstemperaturbereich ϑ_{stg}[1]) in °C	−40	+125

Statische Kennwerte, ϑ_a = 25 °C — 5 K, U_S = 15 V

	min	typ	max
Gesamtstromaufnahme I_{SO} in mA			
bei $U_{12} = U_{13}$ = 6 V, S_1 geschlossen		26,5	40
Eingangsströme an den Anschlüssen 11 und 14, $I_{11,14}$ in µA		1	
Eingangsimpedanz ohne Außenbeschaltung Z_I in MΩ		7	

[1]) nur gültig für Temperaturwechselprüfung nach TGL 28 505, Prüfuntergruppe B 2

[2]) für die Messung des Fremdspannungsabstandes a_N Hinweis bei der Meßschaltung (Bild 4) beachten

Dynamische Kennwerte, ϑ_a = 25 °C — 5 K, U_S = 15 V, f = 1 kHz

	min	typ	max
Klirrfaktor k in %			
bei $U_I = U_0$ = 1, S_1 offen		0,31	0,5
Balance hergestellt			
bei U_I = 100 mV, U_{13} = 9 V, S_1 offen		0,06	0,2
Dämpfung über den gesamten Schaltkreis a_u in dB			
bei $U_I = U_{13}$ = 1 V		72,5	
Übersprechdämpfung $a_{ü}$ in dB			
Balance hergestellt			
bei $U_I = U_0$ = 1 V, S_1 offen	56	81	
bei f = 12,5 kHz	56	76	
Fremdspannungsabstand a_N in dB[2])			
Balance hergestellt			
bei U_I = 100 mV, U_0 = 50 mV, S_1 offen	52,5	57,5	
Verstärkung A_u in dB			
Balance hergestellt			
bei U_I = 100 mV, U_{13} = 9 V, S_1 offen	17	20,1	
Verstärkungsabfall ΔA_u in dB			
bei f = 20 Hz		0,6	
bei f = 20 kHz		0	
Gleichlaufabweichung $\lvert a_G \rvert$ in dB			
Balance bei A_u = 0 dB hergestellt			
bei $U_{I1} = U_{I2}$ = 1 V, A_u = 60 dB, S_1 offen		0,4	4
bei $U_{I1} = U_{I2}$ = 1 V, U_{13} = 3,5 V, S_1 offen		0,1	2
Balanceeinstellbereich ΔA_{U01} in dB			−6
ΔA_{U02} in dB	6		
bei U_I = 100 mV, A_u = 0 dB, S_1 offen U_{12} = 9 V			
Balanceeinstellbereich ΔA_{U01} in dB	6		
ΔA_{U02} in dB			−6
bei U_{12} = 12 V			
Steuerspannungsbereich U_{12}, U_{13} in V			9
Steuerstrom I_{12} in µA			
bei U_{12} = 8 V		8	
Steuerstrom I_{13} in µA			
bei U_{13} = 8 V		13	
Frequenzbereich f in Hz	20		20 000

Aufbau und Wirkungsweise

Der monolithische integrierte Lautstärke- und Balance-Einstellschaltkreis enthält folgende Funktionsgruppen:

- zwei Ansteuerschaltungen
- zwei Verstärker, deren Verstärkungsfaktoren im notwendigen Bereich geändert werden können
- zwei elektronische Potentiometer mit nachgeschalteten Operationsverstärkern.

Wird fortgesetzt

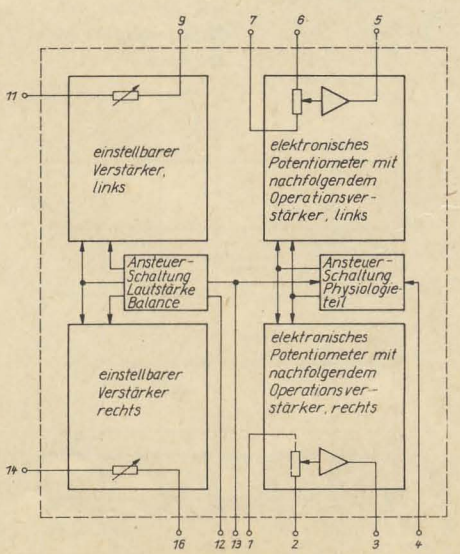


Bild 2: Blockschaltung

Service- und Amateurinformationen (72)

Radiokassettenrecorder Babett

Teil 2 und Schluß

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Berlin

3.8. Überprüfen der NF-Endstufe

Ein Abgleich des NF-Verstärkers hinsichtlich Ruhestrom und Symmetrie ist durch den Einsatz der IS A 210 K (vorher IS A 205 K) nicht mehr erforderlich. Der Ruhestrom der A 210 K beträgt 15 mA. Die Spannungsverstärkung des Schaltkreises kann zwischen 31 dB und 37 dB schwanken.

Bezogen auf eine Ausgangsleistung von 50 mW an 4 Ω müssen die Wechselspannungspegel bei einer Meßfrequenz von 1 000 Hz folgende Werte haben:

Verstärkung	U_e in mV	U_a in mV
31 dB	12,7	
34 dB (typisch)	8,92	447
37 dB	6,30	

Wechselspannung mit NF-Röhrenvoltmeter, z. B. MV 20, gemessen.

Die in der Tafel angegebenen Pegelwerte sind bei voll aufgeregeltem Lautstärkesteller zu messen.

4. Spezielle Servicehinweise

4.1. Allgemeines

- Bei der Trennung von LP 1 (Rundfunkteil) und LP 2 (Kassettenteil) ist die Masseverbindung zwischen X_{115} und X_{205} als letzte zu entfernen, da anderenfalls bei eingeschaltetem Gerät der Transistor V_{113} zerstört wird.
- Bei der Fehlersuche im ZF-Teil sollten zunächst die Emitterspannung von V_{105} und die Spannungen an den Anschlüssen 4, 2 bzw. 8 der IS V_{106} überprüft werden.
- Bei der Fehlersuche im Tuner sind ebenfalls zunächst die Emitterspannungen der Transistoren zu überprüfen.
- Ein Kurzschluß von X_{113} (Katode LED) nach Masse ist unbedingt zu vermeiden, da dies die Zerstörung der LED V_{120} zur Folge hat.

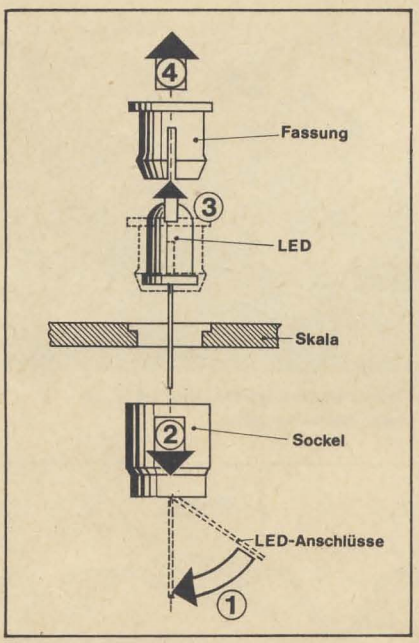


Bild 1: Wechseln der Lichtemitterdiode (LED) 1 – LED-Anschlüsse axial biegen, 2 – Sockel entfernen, 3 – LED mit Fassung aus Skale ziehen, 4 – Fassung von LED abziehen

4.2. Reinigung des Tonkopfes

Verschmutzte Tonköpfe können mit einem im Handel angebotenen Kopfreiniger gesäubert werden. Dazu muß die Taste gedrückt werden, um das Kassettenfach zu öffnen. Durch Drücken der Wiedergabetaste bewegt sich die Kopfträgerplatte zum Kassettenfach hin und gibt den in der Mitte liegenden Tonkopf frei. Mit einem am Reinigungsstab angebrachten Spiegel kann die Kopfspiegelfläche auf ihren Verschmutzungsgrad hin überprüft werden. Zum Reinigen darf nur Alkohol (z. B. Brennspiritus, fettfreies Benzin oder Wundbenzin) benutzt werden. Darüber hinaus ist es im Bedarfsfall möglich, auch die Tonwelle und Bandandruckrolle nach dieser Methode zu reinigen.

[Wir möchten in diesem Zusammenhang auch auf den Beitrag „Abriebeigenschaften und Lebensdauer von Kassetten-Magnetköpfen" im Heft 1 (1980), S. 10, verweisen, in dem u. a. auch auf die sachgemäße Reinigung der Kopfspiegelzone eingegangen wird. *D. Red.*]

4.3. Typische Fehler

Fehlersymptom	Fehlerursache, Beseitigung
Rundfunkteil (Leiterplatte 1)	
Netzteil	
Auslötsicherung ist unterbrochen oder Transformator wird zu heiß (Bedingung: Regelteil ist in Ordnung)	eine Gleichrichterstrecke (V_{114} oder V_{115} SY 320/0,75) unterbrochen Transformator defekt
kein Primärstrom, aber Spannung an den Primäranschlüssen des Transformators, Primäranschlüsse sind mechanisch fest	Primäranschlüsse des Transformators bestehen aus Kupferlitze, wovon aber nur eine Faser stromführend ist, die unterbrochen ist. Transformatoranschlüsse nachsetzen
Ausgangsspannung bricht bei Belastung zusammen	V_{117} (KT 326) defekt
Ausgangsspannung bricht zusammen, wenn der 9polige Stecker (X_{123}) auf Leiterplatte 2 gesteckt wird	Kurzschluß im Stecker, z. B. Anschluß 9 mit Schirm (Masse)
Ausgangsspannung zu hoch, nicht einstellbar	C_{160} (1 000 µF/25 V) liegt mit Minuspol an der Teleskopantenne
Gerät spielt nur mit Netz	Schalter an der Netzbuchse schließt nicht
Rundfunkteil	
FM-Akustik	C_{118} (18 pF) liegt am Einzelkreis Z_{103} an lockerer Sitz der Oszillatorspule Drehkondensator defekt, Z_{103} defekt
Kassettenteil (Leiterplatte 2 einschließlich Laufwerk)	
keine Betriebsspannung Kurzschluß	S_{501} schaltet nicht Isolierschlauch an S_{501} fehlt
keine Wiedergabe	Kopfanschlüsse abgerissen
NF-Brummen bei Wiedergabe zu hoch, dumpfe Wiedergabe bespielter Kassetten	ungünstige Lage der Kopfleitungen Kopf verstellt Kopf verschmutzt (mit Kopfreiniger säubern)
keine Aufnahme	Mitnehmerhebel für A/W-Schalter nicht im Laufwerk eingerastet
Aufnahme zu leise und verzerrt	keine Oszillatorspannung (Schluß im Löschgenerator)
Vormagnetisierung läßt sich mit R_{254} nicht einstellen	Kopfanschlüsse (X 1 K 25) verwechselt
Bandendabschaltung funktioniert nicht	Leitung zum Schalter S_{503} eingeklemmt Transistor V_{305} defekt Geber S_{502} defekt
Motordrehzahl läßt sich nicht einstellen	IS_{306} defekt Überprüfen der Anschlußbelegung der Motorregelplatte

Lotabsaugen an bestückten Leiterplatten

HELMUT MÜLLER und JÜRGEN GÄTKE

Mitteilung aus dem VEB Robotron-Elektronik Riesa

Mit dem ständigen Anstieg des Integrationsgrades elektronischer Baugruppen kommt der Reparatur, insbesondere der Reparaturlötung, immer mehr Bedeutung zu. Die im folgenden beschriebenen einfachen und doch leistungsfähigen Lotabsaugeinrichtungen sind für den Einsatz in der Fertigung und im technischen Kundendienst geeignet.

Durch die ständige und rasche Entwicklung der Elektronik in allen Bereichen der Volkswirtschaft ist ein erhöhter Aufwand für Reparaturen aller Art an bestückten Leiterplatten (BLP) zu verzeichnen. Von wesentlicher Bedeutung ist hierbei der Wechsel von Bauelementen (BE) infolge des verstärkten Einsatzes an vielpoligen BE wie integrierten Schaltungen, Widerstandsnetzwerken, Mikrotastern und Schaltern, Lichtemitteranzeigen, Einstellern in kubischer Bauform u. a. Die Reparaturlötung erlangt sowohl in der Fertigung als auch im Service immer größere Bedeutung.

Verfahrensablauf der Reparaturlötung

In den Betrieben sind entsprechend den Voraussetzungen und Erfordernissen die unterschiedlichsten Verfahren und Ausrüstungen im Einsatz.

Zur Ermittlung qualitativ einwandfreier Reparaturlötergebnisse und im Interesse eines effektiven und zuverlässigen technologischen Ablaufes hat sich folgender Verfahrensablauf unter Beachtung der bei den einzelnen Verfahrensschritten angeführten Empfehlungen in der Praxis als optimale Lösung herausgestellt:

- Gleichzeitiges Aufschmelzen sämtlicher Lötstellen eines BE
  Der Wärmekontakt sollte zum Schutz des Leiterplatten-Basismaterials vor Überhitzung weitestgehend nur im Bereich der Lötstellen erfolgen.
- Abzug des BE
  Mit Hilfe einer Abzugsvorrichtung sollte der Abzug möglichst selbsttätig unter Beachtung der maximal zulässigen Abzugskräfte erfolgen.
- Freisaugen der Bohrungen vom Restlot
  Aus Gründen der universellen Anwendung sollte auf Einzelabsaugung orientiert werden.
- Bestücken des neuen BE
  Der Einsatz von Bestückungshilfen in der Serienfertigung wird empfohlen.
- Einlöten des bestückten BE in die Leiterplatte
  Sollte das Entlötgerät zum Einlöten nicht geeignet sein, ist das Einlöten mit dem Handlötkolben von der Lötseite aus vorzunehmen.
- Sichtkontrolle

Dieser Verfahrensablauf ist zur Anwendung an nicht durchkontaktierten Leiterplatten (NDKL), durchkontaktierten Leiterplatten (DKL) und Mehrlagenleiterplatten (MLL) geeignet.

Das Entlöten von vielpoligen BE aus NDKL kann auch mit hoher Sicherheit vereinfacht in der Form geschehen, daß mit einer leistungsstarken Lotabsaugeinrichtung jede Lötstelle eines eingelöteten BE lötseitig einzeln aufgeschmolzen und das Zinn abgesaugt wird und nach Freilegen sämtlicher Anschlüsse der BE-Abzug erfolgt.

Der komplizierte Prozeß der Reparaturlötung verlangt im Interesse der Zuverlässigkeit und Qualität den Bedingungen der Anwenderbetriebe und Spezifik der Erzeugnisse angepaßte, moderne und effektive Verfahren und Ausrüstungen.

Da in der DDR keine qualitativ hochwertigen Lotabsaugeinrichtungen angeboten werden, wurden durch ein Neuererkollektiv des VEB Robotron-Elektronik Riesa und des VEB Robotron Zentrum für Forschung und Technik den Erfordernissen des Kombinates Robotron entsprechend die im folgenden beschriebenen Geräte entwickelt und gebaut.

Lotabsaugeinrichtung LA 01

Die Lotabsaugeinrichtung LA 01 besteht aus den Baugruppen Absaugkolben und Steuerteil.

Steuerteil

Im Steuerteil ist die Unterdruckerzeugung auf der Basis von zwei Goliathprogress-Durchlüftern mit Schwinganker und Membranpumpe untergebracht. Auf der Frontplatte sind zwei Schalter und die dazugehörigen Glimmlampen zur Anzeige des Betriebszustandes „Heizen" (Absaugkolben) und „Saugen" (Membranpumpen) sowie ein Manometer zur Anzeige des Unterdruckes und die Steckdose zum Anschluß des Absaugkolbens angeordnet. Eine Ablage für den Absaugkolben und ein Filter mit Glaswattefüllung befinden sich auf dem Gehäusedeckel. Ein Fußschalter zum Einschalten der Pumpen kann an der Gehäuserückwand über Steckbuchsen angeschlossen werden.

Absaugkolben

An einem handelsüblichen Lötkolben 40 W, 220 V ist der Lötkolbeneinsatz mit einer Absaugeinheit, bestehend aus Absaugdüse und Filterrohr mit Glaswattefüllung, fest verbunden. Ein am Lötkolbengriff angeordnetes Ventil sperrt die Saugleitung ab. Düse und Filterrohr können zu Reinigungszwecken leicht gewechselt werden.

Technische Daten

Abmessungen des Steuerteils in mm	240 × 150 × 230
Unterdruck an der Düse	27...30 kPa
Temperatur an der Düse	340 °C ± 20 K
Förderleistung	150 l/h

Lotabsaugeinrichtung LA 02

Für Leiterplatten mit erhöhtem Wärmebedarf, etwa bei DKL und MLL, reichen die Leistungsparameter der einfachen Gerätevariante LA 01 nicht aus. Die Gerätevariante LA 02 (Bild 1) zeichnet sich durch wesentlich verbesserte Leistungsparameter aus.

Die LA 02 besteht aus den beiden Baugruppen Steuerteil und Absaugkolben (s. Bild 2).

Steuerteil

Der Steuerteil LA 02 unterscheidet sich vom Steuerteil LA 01 im Aufbau der Unterdruckerzeugung. Sie besteht hier aus zwei parallelgeschalteten Membranpumpen, die durch einen Elektromotor (220 V, 50 Hz) angetrieben werden. Der weitere Aufbau ist identisch mit dem der LA 01.

Absaugkolben

Der Aufbau des Absaugkolbens gleicht in den wesentlichen Merkmalen dem der LA 01.

Technische Daten

Abmessungen des Steuerteils in mm	240 × 150 × 230
Unterdruck an der Düse	43 kPa
Temperatur an der Düse	350 °C ± 20 K
Förderleistung	270 l/h

Anwendungsbereich und Einsatzbedingungen

Die einfache Gerätevariante Typ LA 01 ist nur zuverlässig für NDKL anwendbar.

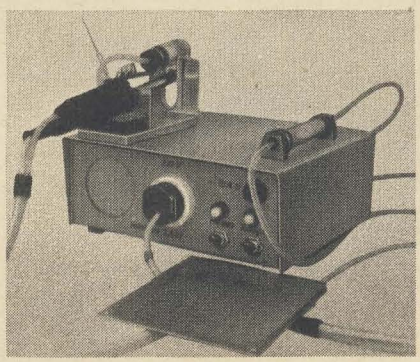


Bild 1: Lotabsaugeinrichtung LA 02
Foto: Dieter Hartmann

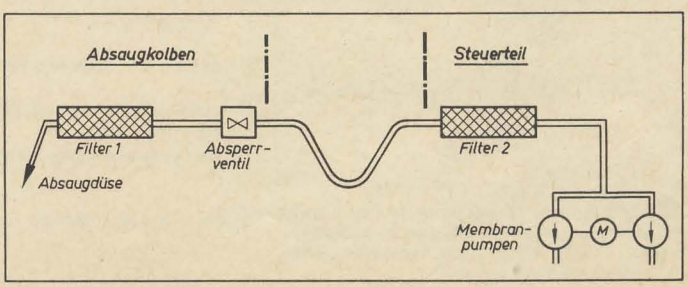


Bild 2: Absaugsystem

Die verbesserte Gerätevariante LA 02 ist zum Freisaugen des Lotes aus den Bestückungslöchern aller Leiterplattenarten unter der Voraussetzung, daß die BE-Anschlüsse zuvor aus den Leiterplattenbohrungen entlötet wurden, geeignet. Nur bei NDKL kann mit dieser Einrichtung das Lot bei noch eingelöteten BE-Anschlüssen sicher entfernt und danach das BE von der Leiterplatte abgezogen werden. Außerdem sind beide Lotabsaugeinrichtungen zum Beseitigen von unerwünschten Zinnanhäufungen (Zapfen, Brücken) auf Leiterplatten effektiv einsetzbar.

Arbeitsfolge

- Entlöten der BE aus DKL und MLL (mit separaten Entlöteinrichtungen)
- Absaugdüse entsprechend Bestükkungslochdurchmesser in Absaugkolben einschrauben
- Absaugdüse auf Lötstelle aufsetzen sowie Fußschalter zwecks Einschalten der Pumpe betätigen
- nach Aufschmelzen der Lötstelle (etwa 1 s) Absperrventil am Absaugkolben betätigen und flüssiges Zinn absaugen
- Dieser Aufschmelz-Absaugvorgang ist entsprechend der Anzahl der Lötstellen zu wiederholen.

Zusammenfassung

Mit den vorgestellten Lotabsaugeinrichtungen, insbesondere der LA 02, ist es in hohem Maße möglich, sämtliche an BLP vorkommenden Reparaturlötaufgaben hinsichtlich des Lotabsaugens bei minimaler thermischer Belastung des Leiterplattenmaterials in hoher Qualität und Zuverlässigkeit zu lösen.
Die Lotabsaugeinrichtung LA 02 wird im Kombinat Robotron zur Komplettierung der Reparaturplätze, vorzugsweise des Reparaturplatzes Minischwall und der Lötvorrichtung für Steckverbinder, eingesetzt.
Die vorgestellten Ausrüstungen und die Technologie können als Unterlagen zur Nachnutzung für den Bau und die Anwendung erworben werden.

Erfahrungsaustauschträger:

VEB Robotron-Elektronik Riesa

VEB Robotron Zentrum für Forschung und Technik

Literatur

[1] Naumann, R.; Walther, V.; Müller, H.: Reparatur an Leiterplatten und gedruckten Schaltungen, Teil 1. Reparaturlötung an gedruckten Schaltungen – Verfahren. Sozialistische Rationalisierung (1975) H. 8, S. 253 bis 256

[2] Naumann, R.; Walther, V.; Müller, H.: Reparatur an Leiterplatten und gedruckten Schaltungen, Teil 2. Reparaturlötung an gedruckten Schaltungen – Ausrüstungen. Sozialistische Rationalisierung (1976) H. 4, S. 109–112

[3] Walther, V.; Horn, J.; Kühne, R.; Neukirchner, W.: Miniaturschwall-Lötgerät zur Reparatur gedruckter Schaltungen. Feingerätetechnik 25 (1976) H. 1, S. 3–6

[4] Müller, H.: Kleinlötmaschine KLM 1 zum Löten bestückter Leiterplatten kleiner bis mittlerer Abmessungen. Sozialistische Rationalisierung 7 (1978) H. 8, S. 221 und 222

[5] Müller, H.: Reparaturlöten an bestückten Leiterplatten. Schweißtechnik 29 (1979) H. 4, S. 153–155

Transistorprüfstift

Als Rationalisierungsmittel wird im VEB Statron Fürstenwalde ein im VEB Kombinat Robotron entwickelter Transistorprüfstift nachgenutzt, der in fast allen Schaltungsvarianten benutzt werden kann. Ausnahmen bilden Schaltungen mit gleichstrommäßig extrem niederohmigen Eingängen (z. B. Ringkernschaltung, Leistungsverstärker) und auch direktgekoppelte Transistoren (Bild 1), die sich nur prüfen lassen, wenn der Widerstand R_9 überbrückt wird.

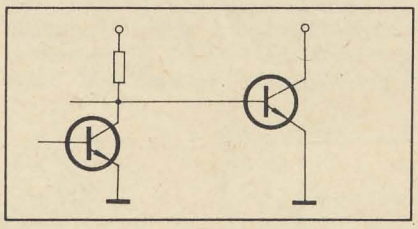


Bild 1: Direktgekoppelte Transistoren

Generell muß die Schaltung, in der sich der Prüfling befindet, zum Prüfen spannungslos sein. Die Spitze des Transistorprüfstiftes ist auswechselbar. Je nach Bedarf kann ein npn- oder pnp-Adapter aufgesteckt werden. Die Kontaktspitzen werden auf die drei Lötpunkte des zu prüfenden Transistors gedrückt.
Durch Betätigen der Drucktaste wird der Prüfstift in Betrieb gesetzt. Ein Multivibrator, der Rechteckimpulse erzeugt, steuert den zu prüfenden Transistor an. Durch die Impulse des Prüflings wird ein zweiter Transistor angesteuert.

Die Glühlampe, die in der Kollektorleitung des zweiten Transistors liegt, blinkt entsprechend der Frequenz des Multivibrators. Das Blinken sagt aus, daß der Prüfling in Ordnung ist. Bei defektem Prüfling leuchtet die Glühlampe je nach Fehlerart ständig oder gar nicht.

Da der Transistorprüfstift seine Betriebsspannung über Knopfzellen erhält, ist darauf zu achten, daß sie zur rechten Zeit nachgeladen werden, denn bei Betriebsspannungen unter 4,5 V ist keine einwandfreie Funktion gewährleistet.

Bild 2 zeigt das Schaltbild des Transistorprüfstiftes. Wer sich für eine Nachnutzung interessiert, wende sich wegen weiterer Unterlagen an den VEB Statron Fürstenwalde.

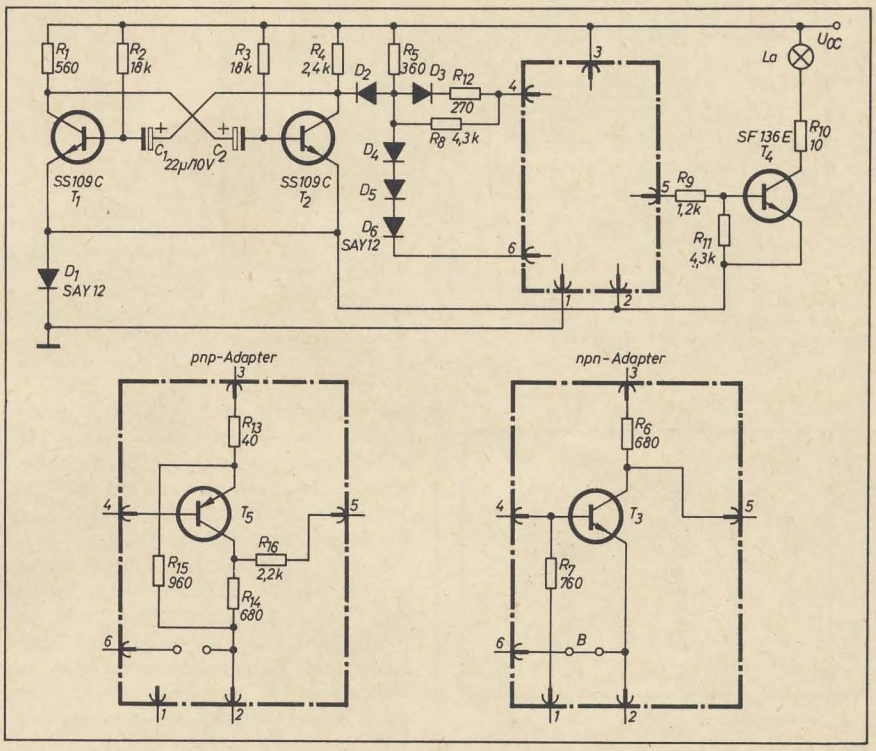


Bild 2: Schaltbild des Transistorprüfstiftes

Anschlußtabelle für die Verdrahtung

Leiterplatte	Bedeutung	Steckfassung T23
L 1	U_B	—
L 2	Masse	—
L 3	U_B	3
L 4	Ba Prüfl.	4
L 5	Stck.-Dioden	6
L 6	Lampe	—
L 7	Lampe	—
L 8	Überbrückung R_9	nicht geschaltet
L 9	Ko Prüfl.	5
L 10	Em Prüfl.	2
L 11	Vorspann	1

L 7 dient zur Überbrückung von R_9 zur Prüfung von Transistoren in direkt gekoppelten Verstärkern, kann bei Bedarf in Verbindung mit einer zusätzlichen Drucktaste beschaltet werden.

Prüf- und Meßadapter für C-Diodentuner-Spannungen

Der wesentliche Vorteil moderner C-Diodentuner besteht in der schnellen Austauschbarkeit dieser Bausteine. Liegt jedoch ein Aussetzfehler in ihrer äußeren Beschaltung vor, dann setzt in der Regel eine zeitraubende Untersuchung ein, weil die Tuneranschlußpunkte oft schwer zugänglich sind.
In dieser Situation bewährt sich der nachfolgend beschriebene Adapter, weil er

1. die wichtigen Betriebsspannungen durch Leuchtdioden schnell erfaßbar anzeigt und
2. alle Spannungen an beschrifteten Meßpunkten zu messen gestattet.

Die sehr einfache elektrische Schaltung ist im Bild 1 dargestellt. Der Anschlußpunkt 9 gestattet die Einspeisung eines ZF-Signals. Von den Schaltspannungen wird nur die positive (Band III) durch die Leuchtdiode angezeigt, während die selten notwendige negative (Band I) am Meßpunkt zu messen ist. Die Größe der Vorwiderstände richtet sich nach den zur Verfügung stehenden Leuchtdioden, deren Helligkeit auf ein vertretbares Minimum eingestellt wird, damit die Belastung der Schaltung niedrig bleibt. Im Mustergerät wurde die VQA 23 mit jeweils einem 2,2-kΩ-Widerstand verwendet. Die Diode (SAY 30) am MP 4 schützt die Leuchtdiode vor der negativen Schaltspannung.
Für den mechanischen Aufbau ist ein ausgemusterter C-Diodentuner geeignet. Die Leiterplatte wird kurz über den Messerkontakten abgesägt und diese selbst mit Zweikomponentenkleber am Masseblech isoliert fixiert. Die Anordnung der Meßpunkte und Leuchtdioden geht aus Bild 2 hervor.

Karl-Heinz Finke

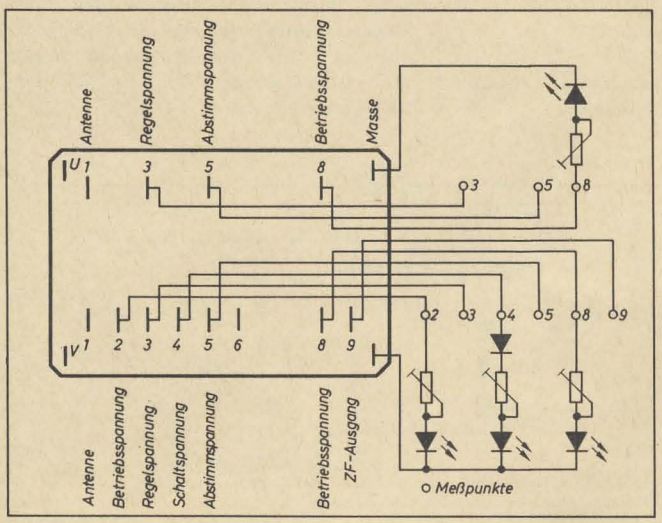


Bild 1: Eine einfache Schaltung für einen Prüf- und Meßadapter für C-Diodentuner-Spannungen Stecker von Lötseite dargestellt

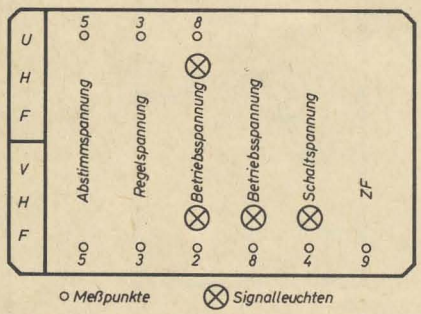


Bild 2: Anordnung der Meßpunkte und Leuchtdioden

AFC funktioniert nicht (Rema toccata 940 hifi)

Beim Drücken der AFC-Taste wird ein vorher eingestellter Sender um etwa 400 kHz tiefer verschoben.

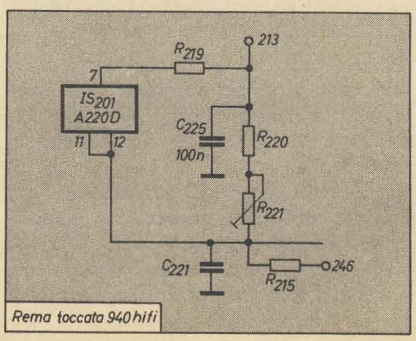
Ursache

Kondensator C_{225} (100 nF) hat Feinschluß (3,2 kΩ)

Fehlersuchhinweis

Mit einem Meßgerät (UNI 9) wurde an der IS_{201} (A 220 D) eine Spannungsanalyse durchgeführt. Die Spannungen entsprachen den Angaben auf dem Schaltbild. Eine Überprüfung der Bezugsspannung, die durch den Spannungsteiler (R_{219}, R_{220} und R_{221}) gewonnen wird, ergab, daß sie am Punkt 213 zu niedrig war. Nach einer Erneuerung von C_{225} funktionierte die AFC wieder einwandfrei.

Uwe Groth



Nur sehr leiser Empfang von starken AM-Sendern (Rema toccata 940 hifi)

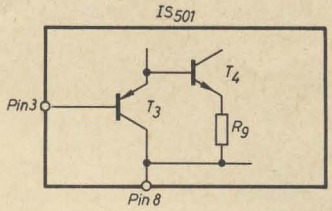
Ursache

IS_{501} (A 244 D)

Fehlersuchhinweis

Die B-C-Strecke des zum Regelverstärker für die AM-Vorstufe gehörenden Transistors T_3 ist hochohmig.

Gerd Orlamünder



Ausfall des rechten Stereokanals (Rema Tuner 830 hifi)

Bei Stereo-UKW-Empfang funktioniert lediglich der linke Kanal, bei Monoeinstellung fallen rechter und linker Kanal aus.

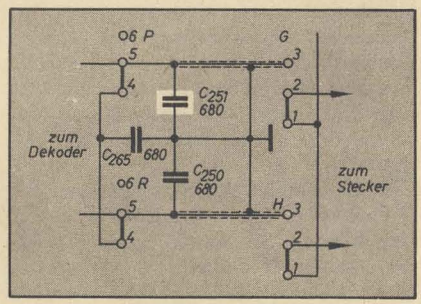
Ursache

Kondensator C_{251} hat Schluß

Fehlersuchhinweis

Normale Spannungsverhältnisse im Stereodekoder SD 2.3. – am Auskoppelpunkt des Signals für den rechten Kanal ist die Spannung jedoch zusammengebrochen.

Michael Hegner



Ton zeitweise leise (Raduga 726)

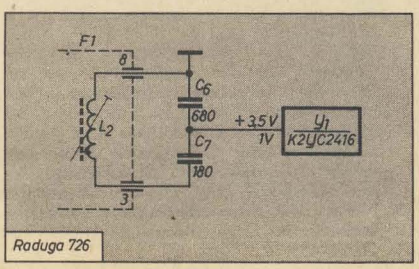
Ursache

Kondensator 1-C_7 (180 pF) hat zeitweise Schluß

Fehlersuchhinweis

Die Spannung (+3,5 V) am Pin 1 der IS (1-U1 Zwischenfrequenzverstärker) schwankt zwischen +1 V und +3,5 V. Nachdem der Kondensator 1-C_7 erneuert wurde, war der Ton wieder normal.

Uwe Groth



Das Farbfernsehsystem PAL

Teil 4

Dipl.-Ing. GÜNTHER HORNHAUER

Mitteilung aus dem VEB Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik Dresden

5. PAL-Dekoder

In diesem Abschnitt sollen nach Erläuterung der prinzipiellen Blockschaltung des PAL-Dekoders einige Varianten, ausgehend von der diskreten bis zur integrierten Schaltungskonzeption, behandelt werden. Auf eine genaue Darstellung des Schaltbildes wird verzichtet, da in diesem Beitrag mehr die Konzeption und die Hinweise auf die Serviceeinstellungen berücksichtigt werden sollen. Zur Vervollständigung der Gesamtproblematik werden die Videostufen mit einbezogen.

5.1. Vereinfachtes Blockschaltbild (Bild 28)

Das vom Bild-ZF-Demodulator gelieferte FBAS-Signal gelangt über einen Bandpaß, der eine Übertragungsbandbreite von etwa 3,2...5,0 MHz aufweist, auf den Farbartverstärker. Bei der Dimensionierung des Bandpasses ist ein Kompromiß zwischen den erreichbaren Anstiegszeiten der Farbdifferenzsignale, der Unterdrückung der Störsignale des Y-Signales und des Aufwandes zu schließen. Gleichzeitig ist es bei verschiedenen Schaltungskonzeptionen möglich, mit Hilfe der Auslegung der Frequenzgangcharakteristik des Bandpasses die Absenkung der höheren Frequenzen des Videospektrums im Bild-ZF-Verstärker zu kompensieren.

Der Farbartverstärker hat die Aufgabe, das Farbartsignal auf einen bestimmten, durch die Schaltungskonzeption festgelegten Wert zu verstärken und die Signalausgangsamplitude bei veränderter Eingangsspannung konstantzuhalten. Der Regelumfang liegt dabei etwa im Bereich von 30...60 dB.

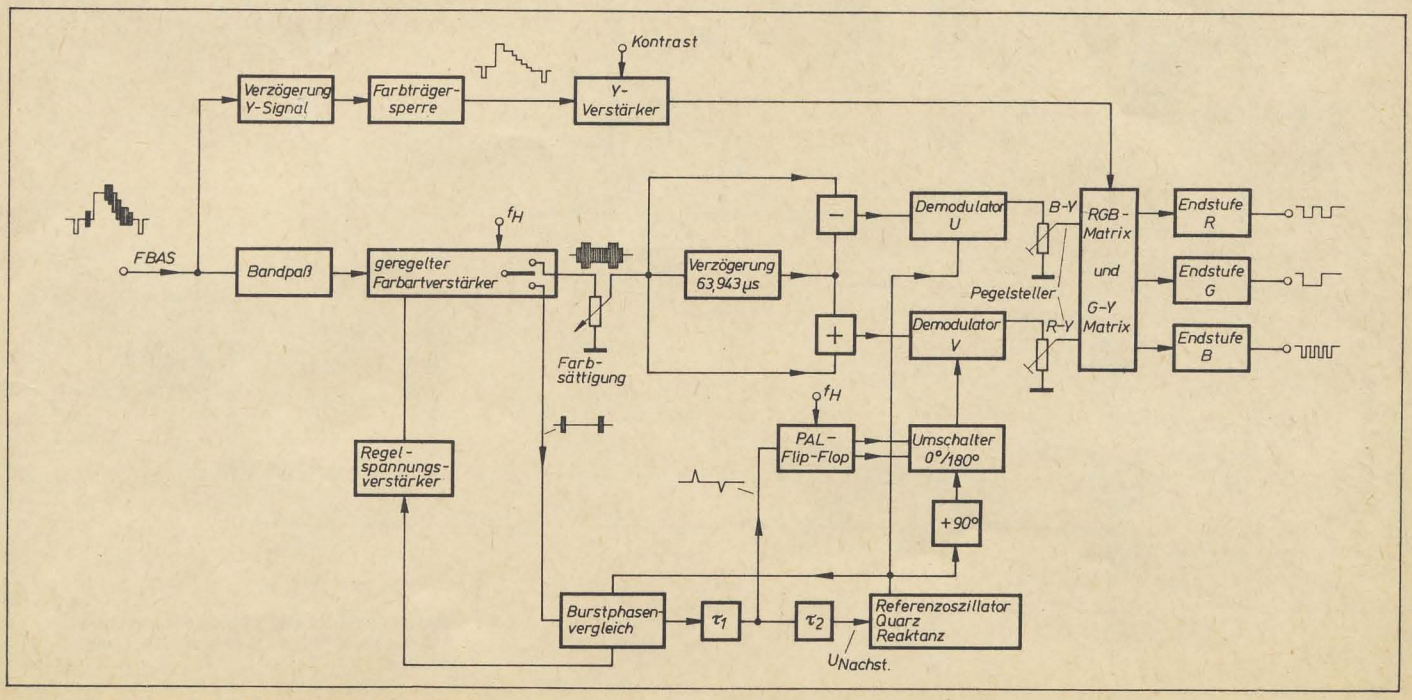
Eingangsspannungsschwankungen können durch Verstimmung des Bildträgers auf der Nyquistflanke auf Grund der getasteten Regelung [2], infolge einer Verringerung der Antenneneingangsspannung oder durch Reflexionsstörungen (Auslöschungen) usw. hervorgerufen werden. Für die Regelung wird die in jeder Zeile konstante Amplitude des Bursts als Bezugsgröße herangezogen. Neben der Verstärkung auf konstantes Ausgangssignal im Farbartsignal für einen bestimmten Signalinhalt übernimmt diese Baugruppe in der Regel noch die Funktion der Bursttastung. Das geschieht in der Weise, daß das Burstsignal im Farbartsignal unterdrückt wird und an einem zweiten Ausgang nur der Burst ohne Farbartsignal zur Verfügung steht. Aus der Größe des Bursts läßt sich eine Regelspannung ableiten, die über einen entsprechenden Verstärker zur automatischen Farbartsignalverstärkungsregelung (ACC) herangezogen wird. Dieser getastete Burst wird über eine Phasenvergleichsschaltung mit der vom Referenzoszillator (Quarzoszillator) erzeugten Spannung phasenverglichen.

Aus dem Phasenvergleich wird für die Zeit des Bursts eine Spannung gewonnen, die für die sich zeilenweise ändernde Burstphase (135° und 225°) eine entgegengesetzte Polarität, aber gleich große Amplitude aufweisen wird. Mit Hilfe eines entsprechend dimensionierten Zeitkonstantengliedes τ_1 lassen sich Impulse formen, die es ermöglichen, den PAL-Schalter richtig zu stellen. Über ein weiteres Zeitkonstantenglied τ_2 ($\tau_2 \gg \tau_1$) werden diese Impulse ausgemittelt, und die entstehende Gleichspannung wird über eine entsprechende Reaktanzschaltung (z. B. C-Diode) zur Nachstimmung des Referenzoszillators auf die Bezugsphase 180° benutzt. Phasenunterschiede von 180° (also Phasenlage 0° oder 180°) sollen bei diesem einfachen Blockschaltbild nicht diskutiert werden, da sich diese durch eine Transistorstufe schon näherungsweise ergeben. Schwingt der Referenzoszillator in der Bezugsphase 0°, so kann dieser Träger bereits den U-Demodulator (B-Y) speisen. Für den V-Demodulator (R-Y) muß die Phase noch um 90° gedreht und anschließend noch zeilenweise um 180° umgeschaltet werden, wobei dieser Schalter beispielsweise mit dem nach dem Zeitkonstantenglied τ_1 entnommenen Signal synchronisiert werden kann und die Taktierung selbst mit der Zeilenfrequenz erfolgt.

An die Synchrondemodulatoren gelangen die Farbartsignale über den sog. Laufzeitdemodulator, der wiederum sein Signal über einen als Spannungsteiler ausgebildeten Farbsättigungseinsteller vom Farbartverstärker enthält. Der Laufzeitdemodulator enthält die 64-μs-Verzögerungsleitung und die entsprechende Additions- bzw. Subtraktionsschaltung (s. Abschn. 3.2.). Nach den Synchrondemodulatoren wird über eine Falle die Farbträgerfrequenz selbst unterdrückt, und über Pegelsteller werden die Amplituden der Farbdifferenzsignale so eingestellt, daß sie den vorgegebenen Werten für R-Y und B-Y entsprechen. Diese Signale werden dann der RGB-Matrix zugeführt.

Das Signal, das dem eigentlichen PAL-Dekoder zugeführt wurde, wird gleichzeitig

Bild 28: Blockschaltbild des PAL-Dekoders



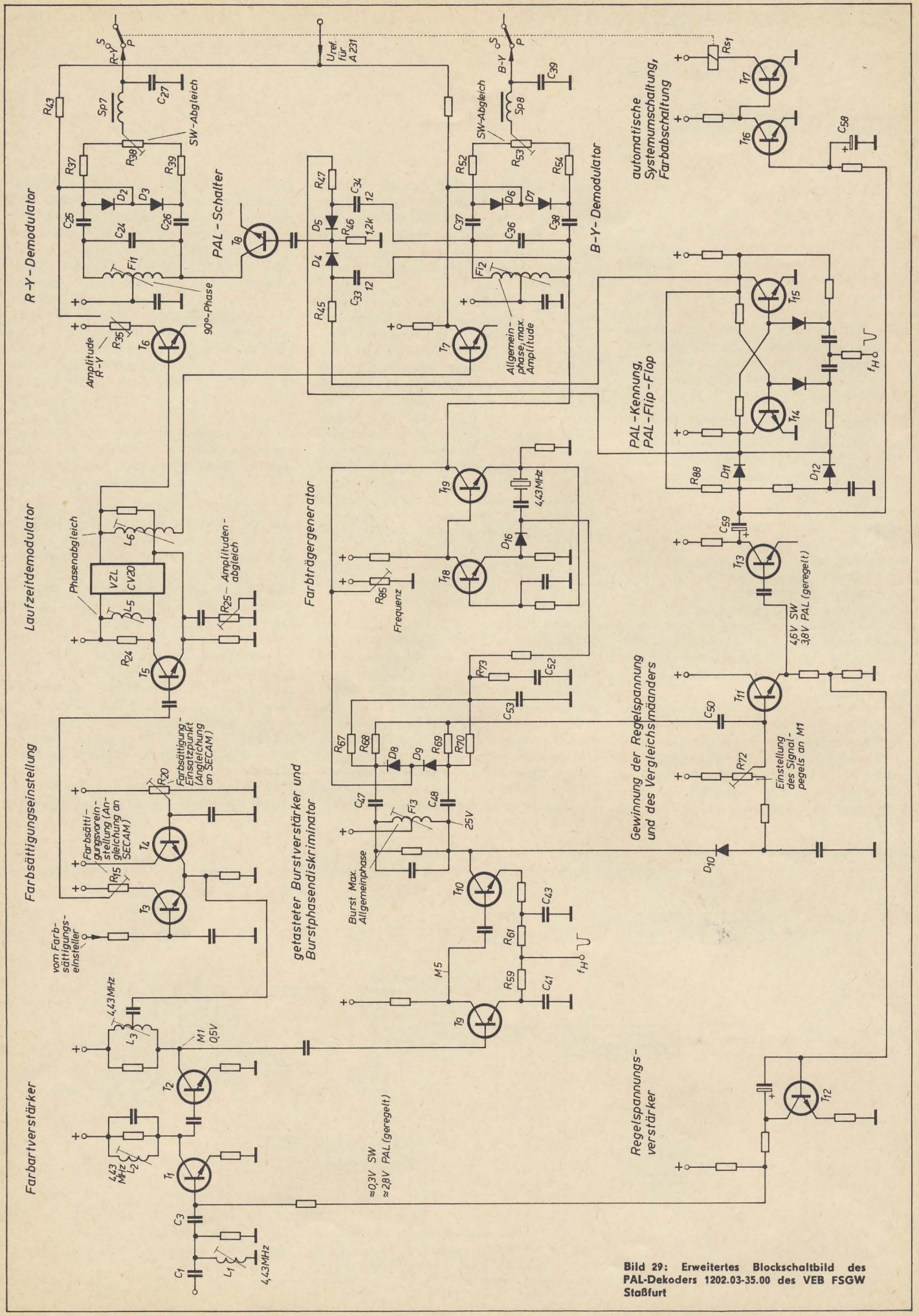


Bild 29: Erweitertes Blockschaltbild des PAL-Dekoders 1202.03-35.00 des VEB FSGW Staßfurt

über eine Verzögerungsleitung (0,3...0,7 μs) und eine Farbträgersperre zur Unterdrükkung des hier störenden Farbträgers dem Y-Signalverstärker zugeführt. Der Laufzeitausgleich muß die Verzögerungszeiten, die durch die selektive Verarbeitung des Farbartsignales im Dekoder entstehen, ausgleichen. Im Y-Signalverstärker wird der Kontrast (nur auf das Y-Signal wirkend) eingestellt. Durch Zusammenführen von R-Y, B-Y und Y ergeben sich am Ausgang der RGB-Matrix die Farbwertsignale RGB, die über entsprechende Endstufen die Bildröhre steuern.

5.2. Baugruppen des Dekoders

Im nachfolgenden Abschnitt sollen die einzelnen Baugruppen am Beispiel eines etwas ausführlicheren Blockschaltbildes näher erläutert werden. Als Grundlage hierzu wird das Schaltbild des diskret aufgebauten PAL-Dekoders aus dem VEB FSGW Staßfurt herangezogen (Bild 29), ohne auf Einzelheiten näher einzugehen. Dabei werden für einzelne Baugruppen auch andere Lösungswege mit aufgezeigt.

5.2.1. Farbartsignalabtrennung, Farbartsignalverstärker

Farbartsignalabtrennung und Farbartsignalverstärker sind in der angegebenen Konzeption nicht voneinander getrennt. Über den Reihenschwingkreis C_1 und L_1 wird das Farbartsignal herausgefiltert, wobei der Parallelwiderstand die notwendige Bandbreite erzeugt. Dieser Bandpaßcharakter wird durch einen Hochpaß, gebildet aus C_3 und dem Eingangswiderstand von T_1 einschließlich der äußeren Beschaltung, unterstützt. Der Basis von T_1 (SF 240) wird eine Regelspannuung zugeführt, die über den Regelspannungsverstärker T_{12} gewonnen wird. Dieser wiederum wird von dem Emitterfolger T_{11} gesteuert, der seine Steuerspannung einmal über den Arbeitspunkteinsteller R_{72} erhält, mit dem letzlich die Grundverstärkung des Farbverstärkers eingestellt wird ($U_{SS} = 0{,}5$ V an M_1). Zum anderen erhält der Emitterfolger über einen Spitzenwertgleichrichter (D_{10}) eine negative Spannung, die von der Größe des Bursts am Ausgang des Burstverstärkers abhängig ist und somit die Regelgröße ergibt. Der Regelumfang ist > 30 dB.

Der Farbartverstärker selbst besteht aus zwei Transistorstufen, die zur Erhöhung der Selektion jeweils im Kollektor einen stark bedämpften Parallelkreis enthalten. Alle diese Einzelkreise sind bei der vorliegenden Konzeption auf die Farbträgerfrequenz abgestimmt.

An diesen eigentlichen Farbartverstärker schließt sich die Stufe zur Farbsättigungseinstellung an, die hier als Differenzverstärker ausgebildet ist, wobei das Farbartsignal in die beiden Emitter eingespeist wird. Dabei wird die vom Gerät kommende, in diesem Fall auch bei SECAM wirkende, Steuerspannung für die Einstellung der Farbsättigung der Basis von T_3 zugeführt. R_{20} dient zur Einstellung des Arbeitspunktes von T_4. Er wird so eingestellt, daß zwischen PAL und SECAM Übereinstimmung bezüglich des Einsatzpunktes der Farbsättigungseinstellung besteht. Mit R_{15} im Kollektorzweig von T_3 soll die Steilheit der Farbsättigungseinstellcharakteristik bei PAL oder bei SECAM angeglichen werden.

Die Sättigungseinstellung läßt sich natürlich auch sehr einfach durch einen niederohmigen Spannungsteiler realisieren, wenn auf eine Kopplung mit SECAM verzichtet wird und ein Heranführen an den Bedienteil möglich ist. Dabei muß jedoch immer sichergestellt sein, daß durch den Sättigungseinsteller im Einstellbereich keine Phasenfehler auftreten, die unweigerlich zu Farbtonfehlern führen würden.

Natürlich ist es auch möglich, die Selektion konzentriert am Eingang des Farbartverstärkers in Form eines Einzelkreises oder eines unterkritisch bis kritisch gekoppelten Bandfilters auszulegen. Der Vorteil des Bandfilters besteht zweifellos in der Realisierung steilerer Flanken an den Grenzen des Übertragungsbereiches und damit einer besseren Unterdrückung der Übersprechkomponenten des Y-Signales in diesem Bereich. Neben erhöhtem Aufwand, insbesondere an abgleichbaren Wickelprodukten, tritt dabei auch eine größere Verzögerung auf, die eine längere Verzögerungszeit im Leuchtdichtekanal erforderlich macht.

5.2.2. Laufzeitdemodulator

Das von R_{15} kommende Farbartsignal gelangt an die Basis von T_5 und wird über den Kollektor dem verzögerten Kanal und über den Emitter dem direkten Kanal zugeführt. Die Anpassung an die stark kapazitive Eingangscharakteristik der Verzögerungsleitung erfolgt mit R_{24} und L_5. Die unterschiedliche Dämpfung der Leitungen kann durch Einstellung des Pegels für das direkte Signal mit R_{25} kompensiert werden. Das Ausgangssignal der Verzögerungsleitung wird über eine als Bifilartrafo ausgeführte Spule L_6 in beiden Polaritäten bereitgestellt. Durch Addition des direkten Signales über die Mittelanzapfung der Bifilarspule entstehen die Signale 2 U und $\pm$ 2 V. Bei der Bifilarspule ist auf eine gute Symmetrie zu achten. Über den Aufbau der Verzögerungsleitung wird z. B. in [2] ausführlich berichtet. Im Abschnitt 3.2. wurde bei der prinzipiellen Beschreibung des Laufzeitdemodulators darauf hingewiesen, daß die Verzögerungszeit 63,943 μs ($\triangleq$ 283,5 Perioden) betragen muß, um gegenüber dem Eingangssignal phasengleiche Signale (180° verschoben) zu erhalten. Diese Bedingung muß genau eingehalten werden, da es sonst zu Farbtonverfälschungen kommt (s. Bild 30).

Im Bild 30a ist das Zeigerdiagramm für den Laufzeitdemodulator für genaue Laufzeit dargestellt. In der Zeile n wird das Farbartsignal F und in der vorhergehenden Zeile wurde $\overline{F}_{n-1}$ übertragen; beide unterscheiden sich nur durch entgegengesetzte V-Komponente. Nach der Summierung beider ergibt sich die Komponente $2\,U = F_n + \overline{F}_{n-1}$ und nach der Differenzbildung die Komponente $2\,V = F_n - F_{n-1}$. Tritt bei der Verzögerungsleitung ein Laufzeitfehler auf, der eine Phasenverschiebung von $+\Delta\varphi$ hervorruft, so wird z. B. das direktempfangene Signal F_n ohne Fehler übertragen, das in der vorhergehenden Zeile übertragene Signal $\overline{F}_{n-1}$ ist zusätzlich zur Umschaltung der V-Komponente zusätzlich mit dem Fehler $\Delta\varphi$ behaftet $(\overline{F}_{n-1})_v$ (v = verzögert). In der Zeile n ergibt sich damit entsprechend Bild 30b durch Addition, von F_n und $(\overline{F}_{n-1})_v$ die U-Komponente U_n und durch die Subtraktion $F_n - (\overline{F}_{n-1})_v$ die V-Komponente V_n. In der Zeile $n+1$ ergibt sich bei der Addition von $\overline{F}_{n+1}$ und $(F_n)_v$ die U-Komponente U_{n+1} und durch die Subtraktion $\overline{F}_{n+1} - (F_n)_v$ die V-Komponente V_{n+1}. Betrachten wir nun die Rückschaltung der 180°-Umschaltung, so ergibt sich der Zeiger $-[\overline{F}_{n+1} - (F_n)V]$ mit der V-Komponente V_{n+1} in der Zeile $n+1$. Bilden wir gedanklich die Gesamtfarbartinformation, die sich auf der Bildröhre darstellt, so ergeben sich die Zeiger ΣF_n für die Zeile n und ΣF_{n+1} für die Zeile $n+1$. Es ist eine Aufspaltung um $\pm\,\Delta\varphi/2$ zu erkennen, die sich in einer Paarigkeit von Zeile zu Zeile äußert.

Wird ein Phasenfehler von 5° zugelassen, so ergibt sich eine notwendige Phasenlaufzeittoleranz von

$$\Delta\tau = \frac{5°}{360°}\,T_T = 3{,}1\ \text{ns}$$

wobei $T_T = 225$ ns die Periodendauer einer Farbträgerschwingung ist. Für handelsübliche Verzögerungsleitungen wird eine Genauigkeit der Phasenlaufzeit von $\pm$ 5 ns im Temperaturbereich +5...+55 °C gefordert.

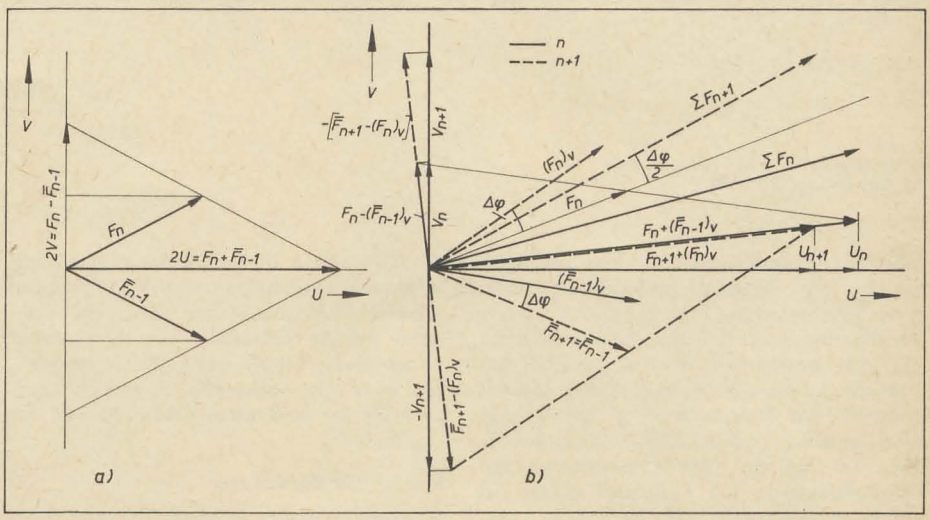


Bild 30: Farbtonfehler beim Laufzeitdemodulator mit ungenauer Verzögerungszeit, a) ohne Laufzeitfehler; b) mit Laufzeitfehler

Anmerkung: In der Praxis ergibt die Summe das V-Signal und die Differenz das U-Signal, da das verzögerte Signal um 180° phasenverschoben ist. Auf diese Phasenverschiebung wurde zugunsten einer übersichtlicheren Darstellung verzichtet.

Dabei ist zu beachten, daß die Herstellungstoleranzen, die ebenfalls bei ± 5 ns liegen, durch einen Abgleich der Kompensationsinduktivitäten L_5 und L_6 im Bild 29 eliminiert werden können. Die geringen Abweichungen der Phasenlaufzeit im Temperaturbereich werden durch entsprechende Glaszusammensetzungen erreicht, d. h., die Haupteinflußfaktoren Elastizitätsmodul und Änderung der Ausbreitungsgeschwindigkeit weisen entgegengesetzte Temperaturkoeffizienten auf, so daß sie sich gerade kompensieren (s. [2]).

Gegenüber dem Zeitpunkt des Erscheinens von [2] haben sich zahlreiche Weiterentwicklungen bei den Verzögerungsleitungen ergeben. Es werden Leitungen mit mehreren Reflexionsstellen benutzt, und die Glasdicke wurde auf etwa 1 mm reduziert. Dabei wurden neben der Laufzeittoleranz die wesentlichsten Qualitätsparameter wie z. B. Frequenzgang, Einfügungsdämpfung, Echodämpfung nicht verschlechtert. Ein typisches Beispiel einer solchen Leitung stellt die vom VEB WF Berlin hergestellte CV 20 dar. Der Gang der Schallwelle und die Form des Glaskörpers sind im Bild 31 schematisch dargestellt. Es handelt sich um eine Verzögerungsleitung mit fünffacher Reflexion.

5.2.3. Farbträgerregenerierung

Der eigentliche Farbträgergenerator besteht aus den beiden Transistoren T_{18} und T_{19}. Für den Oszillator selbst wird T_{19} als Emitterfolger betrieben. Der Quarz, der in Reihenresonanz betrieben wird, liegt niederohmig am Emitter von T_{19} und über die Kapazitätsdiode D_{16} ebenfalls niederohmig am Emitter von T_{18}. Dadurch bleibt der Einfluß des ohne zusätzliche Entkopplung angeschlossenen Blau-Demodulators (Fi_2) auf den Quarz vertretbar gering. Die C-Diode D_{16} dient zur Nachstimmung und erhält diese Nachstimmspannung aus dem Burstphasenvergleich über die Zeitkonstantenglieder R_{67}, R_{70}, C_{53}, C_{52} und R_{73}.

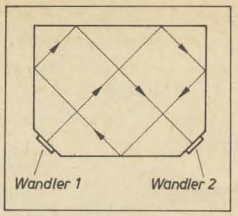


Bild 31: Ausbreitung der Ultraschallwelle bei der Ultraschallverzögerungsleitung CV 20

Die Farbträgergrundfrequenz kann mit R_{85} durch Überlagern einer Gleichspannung über den Burstphasenvergleich eingestellt werden. Die Transistoren T_9 und T_{10} arbeiten als getasteter Verstärker für das Burstsignal. T_{10} wird mit einem Impuls aufgetastet, der etwa der vollen Breite des Zeilenrückschlagimpulses entspricht. T_9 wird verzögert getastet (R_{59}, C_{41}). Damit wird erreicht, daß der gesamte Burstverstärker etwa nur zur Zeit des Burstes geöffnet ist. Im Kollektorkreis von T_{10} befindet sich ein Schwingkreis (Fi_3), mit dem die Allgemeinphase korrigiert werden kann, der aber in der Nähe des Maximums für f_T liegen sollte.

Der Phasenvergleich wird über die Dioden D_8 und D_9 und das als Bifilarspule ausgebildete Filter Fi_3 durchgeführt. Die Gleichspannung für die Grundfrequenzeinstellung wie auch die rückgeführte Spannung vom Oszillator werden am Verbindungspunkt beider Dioden eingespeist.

Über den Phasenvergleich selbst sollen hier keine weiteren Ausführungen gemacht werden, da das Grundprinzip vom Phasenvergleich bei der Horizontalablenkung als bekannt vorausgesetzt werden kann. Für die Gesamtanordnung wird ein Fangbereich von > 200 Hz gefordert.

5.2.4. Farbkennung

Ähnlich wie bei SECAM wird auch bei PAL eine Information über das Vorhandensein eines Farbsignals wie auch eine Information über die Synchronisation des PAL-Schalters im Empfänger gefordert, die ein automatisches Aufschalten des Farbkanales (Farbdekoder) bewirkt. Unter 5.1. wurde bereits eine Möglichkeit prinzipiell beschrieben.

Im PAL-Dekoder nach Bild 29 wird der Mäanderimpuls am Phasenvergleich über R_{68}, R_{69} und C_{50} auf den Impedanzwandler T_{11} gegeben. C_{47} und C_{48} sind so groß bemessen, daß die durch den alternierenden Burst erzeugten kurzen Impulse für die gesamte Zeilendauer gespeichert werden. Vom Emitter des Transistors T_{11} gelangen diese Impulse über T_{13} auf das PAL-Flip-Flop (T_{14}, T_{15}). Dabei wird der Impuls in T_{13} begrenzt und liefert am Kollektor positive Impulse.

Über R_{88} wird der Impuls des Flip-Flops vom Kollektor des Transistors T_{15} eingekoppelt. Ist dieser positiv, so fließt über D_{11} ein Strom zum negativen Kollektor von T_{14}. Dieser Strom erzeugt am Ladekondensator C_{59} eine negative Spannung, die über C_{58} geglättet wird und über T_{16} und T_{17} das Relais in Arbeitsstellung bringt und somit das PAL-Signal einschaltet. Im Falle der anderen Schaltphase des Flip-Flops bzw. bei Fehlen des Impulses an T_{13} bleibt diese negative Spannung aus, das Relais zieht nicht an, und das Farbsignal wird nicht eingeschaltet. Für den Fall, daß der Schalter nicht synchron ist, wird auf Grund der fehlenden negativen Spannung an C_{59} die Diode D_{12} leitend, und ein Triggerimpuls wird unwirksam gemacht, so daß das Flip-Flop in der darauffolgenden Zeile die richtige Phase hat. Die Sicherstellung der Synchronisation bei störendem Rauschen wird hierbei im wesentlichen durch die Zeitkonstante im Burstphasenvergleich (C_{47}, C_{48} in Verbindung mit den Widerständen der Gleichrichterschaltung) erbracht. Häufig wird bei diesen diskreten Schaltungen ein zusätzlicher Schwingkreis eingesetzt, der auf 7,8 kHz abgestimmt ist und eine sehr gute Störbefreiung bewirkt.

Wird fortgesetzt

Teilautomatisierte Messung und Kontrolle der Betriebsparameter von Magnettonbändern

PETR ŽATEČKA

Mitteilung aus dem Forschungsinstitut für Bild und Ton VÚZORT, Prag

Im folgenden wird ein teilautomatisierter Prüfstand zur Untersuchung der Betriebsparameter von Magnettonbändern beschrieben, der im Institut Tesla VÚZORT, Prag, entwickelt wurde.

Das hohe Tempo der Entwicklung und Herstellung von Magnettonbändern erfordert eine beschleunigte und genaue Kontrolle der Bandqualität. Grundparameter, die die Qualität bestimmen, sind dabei die Betriebsparameter der Magnetbänder. Daraus entstand die Forderung nach Entwicklung eines neuen automatisierten Prüfstandes für die Messung der Betriebsparameter von Magnetbändern. Ein Prüfstand dieser Art wurde im Institut VUZORT bereits vor mehreren Jahren entwickelt [1], allerdings entsprach seine Konzeption nicht den Anforderungen, die an einen automatisierten Fertigungs- und Prüfprozeß gestellt werden. Auf der Grundlage dieser Forderungen wurde in Zusammenarbeit mit dem VEB Filmfabrik Wolfen – Fotochemisches Kombinat – eine neue Anlage entwickelt, die es gestattet, verschiedene Meßvorgänge zu automatisieren und, falls notwendig, zusätzliche periphere Geräte (z. B. einen Datendrucker) anzuschließen.

Konzeption der Anlage

Die Anlage wurde so konzipiert, daß durch Anschluß eines entsprechenden Meßtonbandgerätes die Parameter der verschiedensten Typen von Magnetbändern bestimmt werden können.

Die Anlage gestattet es, in einem Arbeitspunkt folgende Kennwerte automatisch zu erfassen:

- Relative Empfindlichkeit bei der Bezugsfrequenz (D_e)
- relative Höhenempfindlichkeit (D_h)
- Nennflußabstand (D_Φ)
- Klirrdämpfungsmaß der dritten Harmonischen (D_{k3})
- Betriebsrauschen (D_{BR}) und Gleichfeldrauschen (D_{GR}).

Wird von Hand gemessen, so können alle o. a. Meßgrößen im Bereich der gesamten Kennlinie aufgenommen werden. Außerdem

können auch andere Größen meßtechnisch erfaßt werden, so z. B. die relative Vormagnetisierung (V), die relative Nichtlinearität des Frequenzganges ($D_{10\,max}$), das Kopierdämpfungsmaß (D_k) und das Löschdämpfungsmaß (D_L).

Die gesamte Anlage zur Messung der Betriebsparameter von Magnetbändern besteht aus zwei autonomen Teilen, dem eigentlichen Meßsystem und dem Meßtonbandgerät.

An die Meßeinrichtung können verschiedene externe Geräte angeschlossen werden, wie z. B. ein externer Signalgenerator, ein Oszillograf, ein Schreiber, ein Kontrolllautsprecher und ein Datendrucker.

Als Meßtonbandgerät kann nach unwesentlicher Modifizierung des Sprechkopf-Stromkreises jedes beliebige Gerät verwendet werden, das die entsprechenden Kennwerte aufweist (Eingangs- und Ausgangspegel 1,55 V, herausgeführter Meßwiderstand in der Sprechkopfleitung, externer Steller zur Beeinflussung der Vormagnetisierung, Frequenzcharakteristik des Wiedergabeverstärkers gemäß den Bedingungen und Toleranzen der RGW-Empfehlung RS 2116-76).

Alle wichtigen Bedienelemente sowie die Displays der zur Meßwertanzeige bestimmten Digitalvoltmeter sind auf der Frontplatte des Meßsystems angeordnet. An der Rückseite befinden sich alle gelöteten Verbindungen und die Hilfsbedienelemente. Das Meßsystem ist in einem Einschubschrank von Tesla untergebracht. Als Meßgeräte werden Digitalvoltmetereinschübe vom Typ V 627 der Fa. Meratronik (VR Polen) eingesetzt. Der Ausgang für den Datendrucker wird an den RFT-Drucker 3534 mit Konverter 3511 a angepaßt.

Das universelle Einschubsystem gestattet unter Beachtung der Grundstruktur, das Meßsystem entsprechend den Forderungen des Anwenders zu modifizieren. So zum Beispiel wird eine zweite Variante der beschriebenen Anlage um einen weiteren Einschub Typ WK 127-04 mit eingebautem Kontrollautsprecher, Kontrolloszillografen erweitert. Des weiteren erhöht sich die Zahl der Möglichkeiten zur weiteren Automatisierung des Prozesses.

Auswahl der zu messenden Größen und der Meßmethode

Bei der Auswahl der zu messenden Größen wurden verschiedene Gesichtspunkte berücksichtigt. Das ist einmal die Möglichkeit der Messung der Betriebsparameter von Magnettonbändern im Bereich der gesamten Kennlinie nach der VUZORT-Standardmethode und zum anderen nach der RGW-Empfehlung RS 2116-76. Schließlich wurden auch die besonderen Anforderungen des Anwenders VEB Filmfabrik Wolfen – Fotochemisches Kombinat – berücksichtigt.

Zur Bestimmung der Parameter im Bereich der gesamten Kennlinie werden die o. a. Parameter D_Φ, D_e, D_h, D_{k3}, D_{GR} und $D_{10\,max}$ als Funktion des sich in weiten Grenzen ändernden Vormagnetisierungsstromes I_{HF} gemessen. Während der Messungen muß gleichzeitig auch der Wert des Sprechstromes festgehalten werden.

Im automatisierten Betrieb werden die Größen D_Φ, D_e, D_h, D_{k3}, G_{GR} und D_{BR} in einem vorgegebenen Arbeitspunkt gemessen. Die Messung von D_e und D_h erfolgt immer relativ zum Bezugsband.

Auf dem Prüfstand können automatisch oder von Hand folgende Kennwerte gemessen werden:

I_{HF} = Vormagnetisierungsstrom in mA
I_{NF} = Sprechstrom in mA
I_{DC} = Gleichstromkomponente in mA bei der Messung des Gleichfeldrauschens
V = relative Vormagnetisierung (mit Möglichkeit der Arbeitspunktauffindung)
D_Φ = Nennflußabstand in dB
D_{k3} = Klirrdämpfungsmaß der dritten Harmonischen
D_e = relative Empfindlichkeit bei Bezugsfrequenz in dB
D_h = relative Höhenempfindlichkeit in dB
D_{GR} = Gleichfeldrauschen in dB
D_{BR} = Betriebs-(Pausen-)Rauschen in dB
$D_{10\,max}$ = relative Nichtlinearität des Frequenzganges in dB
D_k = Kopierdämpfungsmaß in dB
D_L = Löschdämpfungsmaß in dB

Die Definition der Meßgrößen steht im Einklang mit der RGW-Empfehlung RS 2116-76 [2] und der TGL 15 552 [3].

Funktionsschaltung des Prüfstandes

Das in den Einschubschrank eingebaute Meßsystem besteht aus dem Aufnahmetrakt und dem Datenverarbeitungstrakt. Das Funktionsschaltbild des Aufnahmetraktes ist im Bild 1 dargestellt. Der Einschub SGE (Sinusgeneratoren) besteht aus drei Festfrequenzgeneratoren für die Frequenzen 333 Hz, 1 kHz, 10 kHz und einem 6,3-kHz-Generator, der als Taktgeber für den Datenverarbeitungstrakt dient. Die Ausgangspegel werden in der Verstärkereinheit VE 1 auf den erforderlichen Wert angehoben. Die einzelnen Generatoren werden über die Kontakte der Relais X, Y und Z zugeschaltet.

Die Verstärkereinheit VE 1 enthält außer den Hauptverstärkern noch einen regelbaren Verstärker für den externen Eingang mit einer Empfindlichkeit von 30 mV und einem Nennausgangspegel von 1,55 V. Mit dem Schalter S_{20} kann von internem Generatorsignal auf externes Signal umgeschaltet werden.

Wenn die Parameter D_Φ und D_{k3} automatisch gemessen werden, muß in den Signalweg ein Regelverstärker RVE eingeschaltet werden. Das geschieht durch die Kontakte des Relais A, das sich in der Spannungsteilereinheit STE befindet. Bei automatischer Messung (Relais A und B) wird in diesem Einschub der Aufsprechsignalpegel umgeschaltet. Des weiteren wird durch ihn die Pegelregelung bei Handbetrieb realisiert, und zwar im Intervall —40...+20 dB in 10-dB-Stufen und um 20 dB stufenlos.

Bei Rauschmessungen schaltet das Relais C das Signal ab. Die Linearverstärkereinheit LVE paßt das Signal des Aufnahmetraktes leistungs- und impedanzmäßig an das Meßtonbandgerät an. Über den zu Kontrollzwecken dienenden Relaiskontakt U kann das Meßtonbandgerät MTBG mit seinem Aufnahme- und Wiedergabetrakt signalmäßig umgangen werden.

Bei der Messung des Gleichfeldrauschens wird durch den Kontakt D, der sich im MTBG befindet, die Gleichstrom-Vormagnetisierung GV zugeschaltet.

Vom 10-Ω-Widerstand, über den der Sprechstrom fließt, wird das Signal für die Sprechstrommeßeinheit SSME abgenommen. Letztere besteht aus einer Trennstufe, einem Präzisions-Breitbanddetektor und Ausgangsspannungsteilern zur Messung der Aufsprechströme. Während der Messung des Vormagnetisierungsstromes I_{HF} arbeitet die Trennstufe als Hochpaß (dabei befindet sich Relais E in Ruhestellung). Zur Messung des Aufsprechstromes kommt die Spannung über den Einschub FA (Hörkurvenfilter A), der einen Tiefpaß enthält. Das Relais E ist dabei angezogen. Die Ausgangsimpulse der Einheit SSME gelangen über die Relaiskontakte V_A, V_B und V_C auf das Digitalvoltmeter DV 1 (siehe Bild 3); dieses ist in mA geeicht.

Bild 2 zeigt das Prinzipschaltbild des Datenverarbeitungstraktes.

Die Verstärkereinheit VE 2 ist an den Ausgang des Wiedergabeverstärkers des MTBG angeschlossen. Ihre Verstärkung liegt in

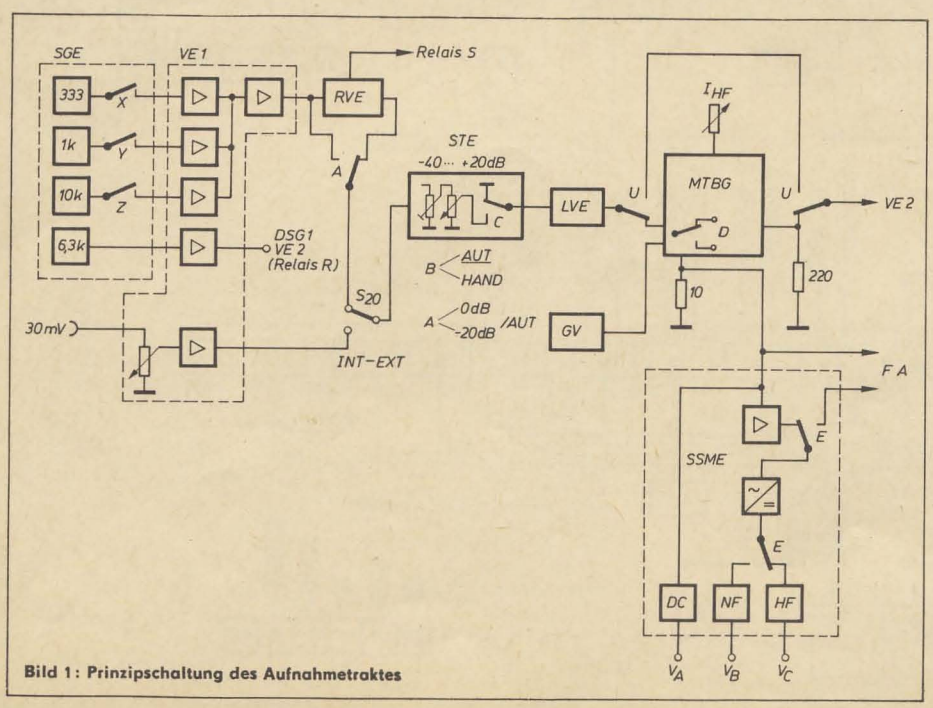


Bild 1: Prinzipschaltung des Aufnahmetraktes

Abhängigkeit von der Stellung der Relais G, H, I und J zwischen 0 und 40 dB. Die Relais O, P und R dienen zur Einstellung verschiedener Bezugsspannungswerte für die Einheit DSG 2. Die Filter F1K, F3K und F10K, die bei bestimmten Messungen über die Relais L, M und N zugeschaltet werden, stellen Schmalbandpässe mit einer Unterdrückung der dritten Harmonischen von 60 dB dar. Das Filter FA wirkt einerseits für die Einheit SSME als Tiefpaß, andererseits als Hörkurvenfilter mit Filterkurve A. Zur Funktionsumschaltung dieses Filters dienen die Relais F und FA. Die Relais K und K_A sind zur direkten Zuschaltung der Doppel-Signalgleichrichter DSG 1 und DSG 2 bestimmt. Das Relais V wird während der Kontrollmessungen zur Überprüfung der Nullpunkteinstellung der Datenverarbeitungseinheit betätigt.

An die Signalgleichrichter sind die Vergleichsvoltmeter VVM 1 und VVM 2 angeschlossen, die eine direkte Logarithmierung der gemessenen Größen gestatten.

Falls notwendig, schaltet das Relais S auf den Meßwertauswerter MWA um, der eine Verschiebung der Meßgröße in den erforderlichen Arbeitsmeßbereich vornimmt. Das hängt damit zusammen, daß die Vergleichsvoltmeter VVM nur einen Anzeigebereich von 40 dB besitzen und daß deshalb die eigentliche Meßgröße nur durch eine zusätzliche Verschiebung um 0...—60 dB gemessen werden kann (Relais T_A, T_B, T_C, T_D, T_E und T_F). Auf das Digitalvoltmeter DV 2

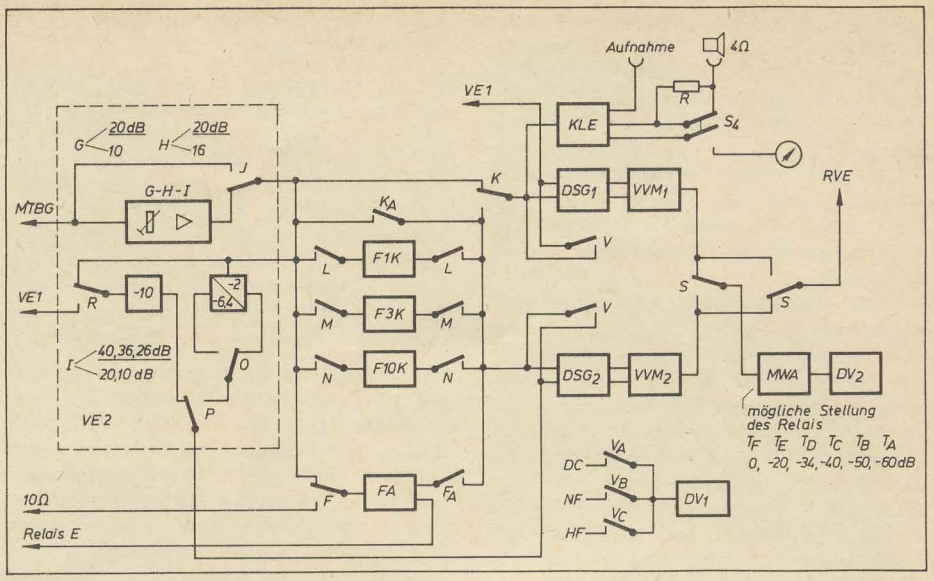


Bild 2: Prinzipschaltung des Datenverarbeitungstraktes

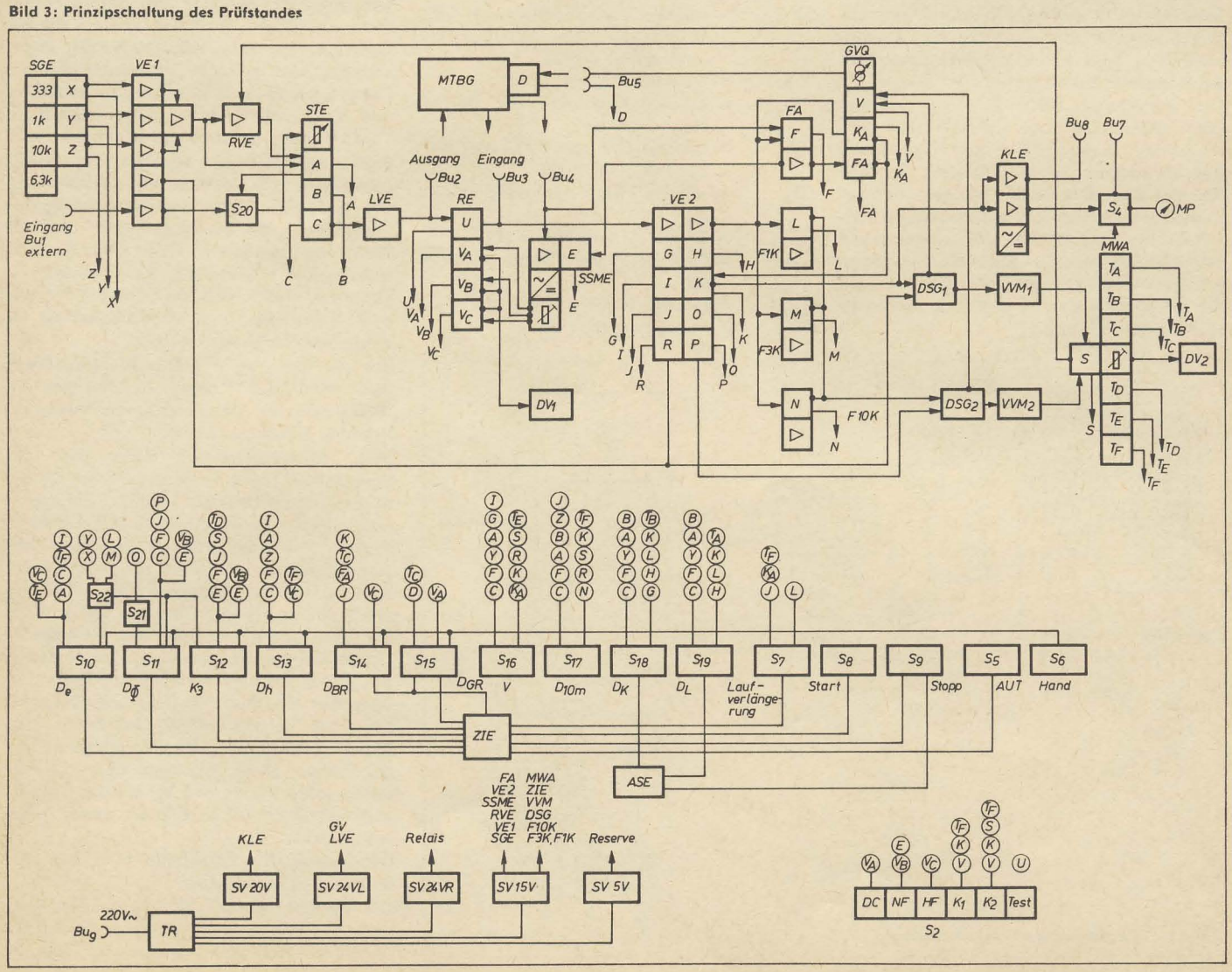
wird dann eine Spannung gegeben, die der Verschiebung in dB entspricht.

Das Relais S schaltet bei Messung der Parameter D_Φ und D_{K3} die Regelspannung für die Gegenkopplung des Regelverstärkers RVE um.

Parallel zum Eingang des Gleichrichters DSG 1 ist die Kontrollautsprechereinheit KLE geschaltet, die einen 4-W-Leistungsverstärker (mit stetiger Lautstärkeregelung) für den Kontrollautsprecher, Trennverstärker für Schreiber und Oszillografen sowie eine Gleichrichterschaltung für das Zeigerinstrument MP enthält. Mit dem Umschalter S_4 kann zwischen den Funktionen „Nur-Mithören" und „Anzeige mit teilweisem Mithören" gewählt werden.

Im folgenden sollen die Steuerung und Bedienung der gesamten Anlage anhand der

Bild 3: Prinzipschaltung des Prüfstandes



im Bild 3 gezeigten Prinzipschaltung erläutert werden.
Im oberen Teil des Bildes sind die beschriebenen Funktionseinheiten und die Steuer- und Umschaltrelais dargestellt. Im mittleren Teil ist eine Anzahl von Drucktasten S_5 bis S_{19} (Auswahl der einzelnen Meßvorgänge), ergänzt durch die Symboldarstellungen der zugehörigen Steuerrelais (Buchstabe im Kreis), abgebildet. Die Relais, die beim Drücken einer Taste anziehen, sind jeweils darüber angeordnet.
Im automatischen Betrieb wird die Umschaltung der zu den Tasten S_{10} bis S_{15} gehörenden Relais von der Zeitintervalleinheit ZIE gesteuert. Diese Einheit schaltet nacheinander die ausgewählten Meßvorgänge ein (Dauer eines Meßzyklus 30 s). Angesteuert wird die Zeitintervalleinheit über die Tasten S_5, S_7, S_8, S_9. Die Aufnahmesteuereinheit ASE übernimmt die Steuerung der Signalaufzeichnung zur Messung der Größen D_K und D_L.
Der im rechten Teil des Bildes abgebildete Schalter S_2 dient zur Umschaltung der Kontrollfunktionen k_1, k_2 und „Test" sowie zur Betriebsartenumschaltung des Digitalvoltmeters DV 1 bei Handbetrieb.
Links unten ist das System der Stromversorgung der einzelnen auswechselbaren Einschübe dargestellt. Die stabilisierten Stromversorgungsteile SV 20 V, SV 24 V_L, SV 24 V_R, SV 15 V, SV 5 V werden vom zentralen Netztransformator Tr gespeist.

Schlußbemerkungen

Die beschriebene Anlage ermöglicht die Durchführung aller Standardmessungen laut RGW-Empfehlungen. Durch die Automatisierung bestimmter Meßvorgänge werden die Anwendungsmöglichkeiten der Anlage außerhalb des Labors und beim Einsatz zur Kontrolle in der Magnetband-Serienfertigung erweitert. Die Unterteilung der Anlage in zwei Teile – Meßsystem und Meßtonbandgerät – erhöht ihre Universalität bei der Messung von Magnetbändern unterschiedlichen Typs hinsichtlich ihrer Breite und Geschwindigkeit.

Literatur

[1] Mentlik, J.; Struska, J.: Eine Anlage zur Messung der elektroakustischen Eigenschaften von Magnettonträgern. Gesammelte Arbeiten des VUZORT (1971), S. 465–478

[2] RS 2116-76: Magnetbänder für die Speicherung von Tonsignalen. Nomenklatur der elektroakustischen Kennwerte – Prüfverfahren

[3] TGL 15 552: Magnetbänder und Magnetfilme für die Speicherung von Tonsignalen. Bestimmung der elektroakustischen Eigenschaften

[4] ČSN 36 8440: Messung der elektroakustischen Eigenschaften von Trägern magnetischer Tonsignalaufzeichnung

Dekoder für Siebensegmentausgaben

EBERHARD GERLACH

Für die Umsetzung der Siebensegmentausgabe zweier MOS-Schaltkreise in dezimale und BCD-Form werden zwei Dekoderschaltungen vorgestellt. Sie eignen sich als Schnittstellen für die Zusammenarbeit mit anderen Baueinheiten.

Anwendung

Siebensegmentanzeigen haben sich in der letzten Zeit verstärkt durchgesetzt. Die Gründe hierfür liegen z. B. im vorteilhafteren mechanischen Aufbau und in den niedrigen Betriebsspannungen gegenüber Ziffernanzeigeröhren. Mit Siebensegmentausgängen können auch Fluoreszenzröhren angesteuert werden.
Im Sortiment der MOS-Schaltkreise des VEB Funkwerk Erfurt, die jetzt in verstärktem Maße auch als Anfallbauelemente zur Verfügung stehen, sind Schaltkreise enthalten, deren Ausgabe von vornherein siebensegmentkodiert ist. Solche Typen sind die Zähler-IS U 121 D und der Rechnerschaltkreis U 821 D. Während die IS U 121 D noch begrenzt die Binärausgabe des Ergebnisses gestattet [1], ist sie beim U 821 D generell nicht möglich [2].
Bei einigen Einsatzfällen ist die Weiterverarbeitung des Ergebnisses in BCD- oder in dezimaler Form erforderlich oder erwünscht. Die in der Literatur für den U 821 D gemachten Angaben können sinngemäß auch für den U 121 D verwendet werden.
Zur Lösung bestimmter Fernsteueraufgaben kann es notwendig sein, die U-121-D-Ausgabe in Dezimal- und BCD-Wert umzusetzen. Ebenso wurde ein Dekoder für den U 821 D erprobt, der die dezimale Ansteuerung von Anzeigeröhren direkt über Transistoren SS 202 und über Anpaßstufen mit dem BCD-Dekoder MH 74141 ermöglicht.
Es zeigt sich, daß eine Dekodierung der Siebensegmentkonfiguration in einigen Fällen eine Bedeutung besitzt. Bei der Dekodierung treten jedoch Schwierigkeiten auf, da die Siebensegmentkonfiguration kein mathematisch beschreibbares Zahlensystem darstellt wie etwa das Dezimalsystem oder die BCD-Darstellung. Damit ist von vornherein mit einem erhöhten Aufwand zu rechnen.
Beide Dekoder wurden so aufgebaut, daß sowohl Dezimal- als auch BCD-Ausgabe ermöglicht wird. Auf Grund des verhältnismäßig hohen Bauelementeaufwandes arbeiten die Dekoder sequentiell. Beim U 121 D ist dies durch Benutzung der bl-Steuereingänge möglich, wenn mehrere Zähler zu einer Kette geschaltet sind.

Aufbau

Die Dekoderschaltungen bestehen entsprechend den geforderten Ausgabeformen aus einem Siebensegment-Dezimal- und einem Dezimal-BCD-Dekoder.
Tafel 1 enthält die Verknüpfungen der Signale der Segmentausgänge der U 121 D. Die Verknüpfung wird durch AND- und NOR-Schaltungen mit Mehrfachdioden (SAM 42, SAM 43, SAM 63, SAM 64) und MOS-Transistoren analog den Bildern 1 und 2 realisiert. Die Negation der Pegel an den Ausgängen E und G erfolgt mit MOS-Transistoren gemäß Bild 3, wodurch im Dezimaldekoder ein Schaltkreis U 105 D voll ausgenutzt wird. Beim Anschluß von TTL-Schaltungen an die Dezimalausgabe sind hochohmige Pegelumsetzerstufen vorzusehen.
Zur Spannungsversorgung der Schaltung im Bild 4 wurde die symmetrische Speisung mit +13 V (Bulk ≙ H-Pegel) und —13 V (—U_1) gewählt, die einen besonders übersichtlichen Übergang auf andere Logikschaltkreise ermöglicht. Der Anschluß —U_2 der MOS-Schaltkreise entspricht nach dieser Zuordnung dem Massepotential.
Der BCD-Dekoder arbeitet mit aktiven Elementen. Für die Realisierung der Wertigkeiten 2^0, 2^1 und 2^2 wird je ein Schaltkreis U 105 D benutzt (Bild 5 zeigt die Beschaltung des U 105 D für 2^0). Die Wertigkeit 2^3 wird über ein OR-Gatter, das aus den MOSFETs SMY 50 und SMY 51 aufgebaut wurde, gewonnen (Bild 6). Diese Art der Verknüpfung der Dezimalstellen sichert zugleich eine Entkopplung der BCD-Ausgänge von den Diodengattern. Durch die Verwendung von Mehrfachdioden und Schaltkreisen U 105 D kann der Gesamtaufwand relativ niedrig gehalten werden.
Im Bild 7 ist die Siebensegment-Dezimal-Dekodierung für den U 821 D dargestellt, die sich von der im Bild 4 dadurch unterscheidet, daß zur Stromersparnis eine andere Konfiguration gewählt wurde. Die BCD-Dekodierung ist der im Bild 4 äquivalent. In Tafel 2 sind die logischen Verknüpfungen für den U 821 D angegeben.

Tafel 1: Verknüpfungen für die Dekodierung am U 121 D

Aktivierte Segmente: H-Pegel belegte Dezimalstellen: L-Pegel	
1:	$a \wedge g$
2:	$c \wedge f$
3:	$e \wedge f \wedge g$
4:	$a \wedge \bar{g}$
5:	$b \wedge e$
6:	$b \wedge \bar{e}$
7:	$\overline{\bar{e} \vee f \vee \bar{g}}$
8:	$\overline{b \vee e \vee f \vee g}$
9:	$\overline{b \vee d \vee \bar{e} \vee f}$
0:	$\overline{d \vee f \vee \bar{g}}$
BCD-Gewinnung:	$1 \vee 3 \vee 5 \vee 7 \vee 9 \triangleq 2^0$
	$2 \vee 3 \vee 6 \vee 7 \triangleq 2^1$
	$4 \vee 5 \vee 6 \vee 7 \triangleq 2^2$
	$8 \vee 9 \triangleq 2^3$

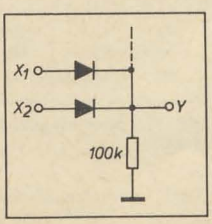
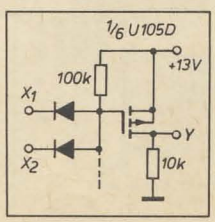
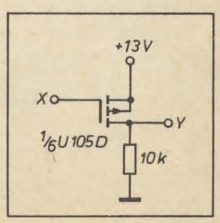


Bild 1 (links): Beispiel eines AND-Gatters mit Dioden SAM 42

Bild 2 (mitte): Beispiel eines NOR-Gatters mit Dioden SAM 62

Bild 3 (rechts): Schaltung der Negatoren mit MOSFET des U 105 D





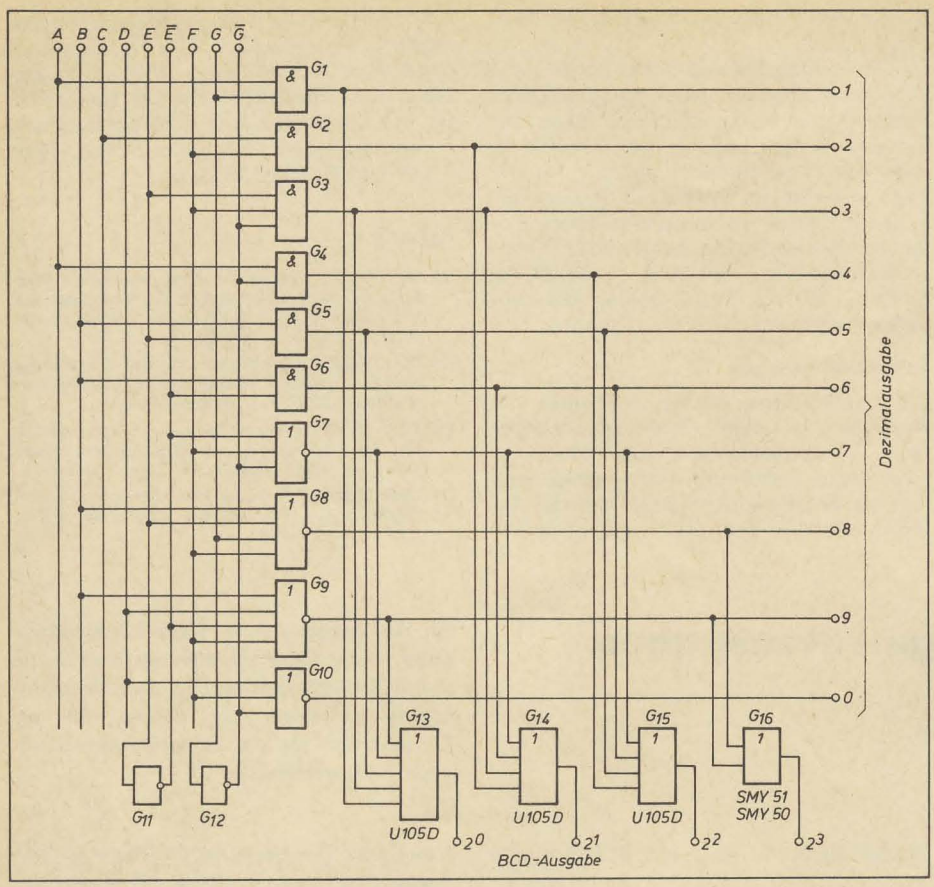


Bild 4: Vollständige Dekoderschaltung für U 121 D

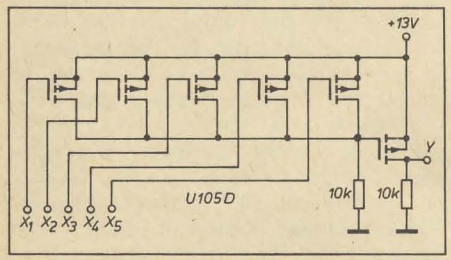


Bild 5: OR-Gatter mit fünf Eingängen (G_{13})

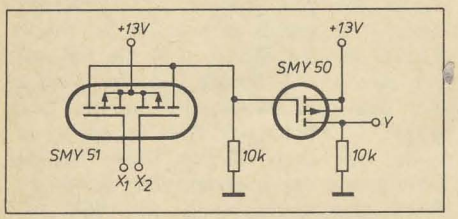
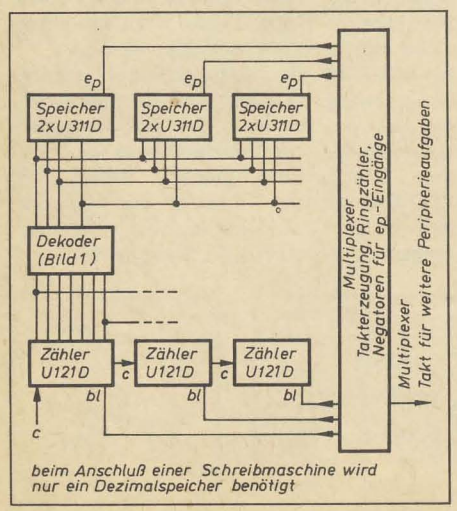


Bild 6: OR-Gatter mit MOSFET SMY 50 und SMY 51 (G_{16})



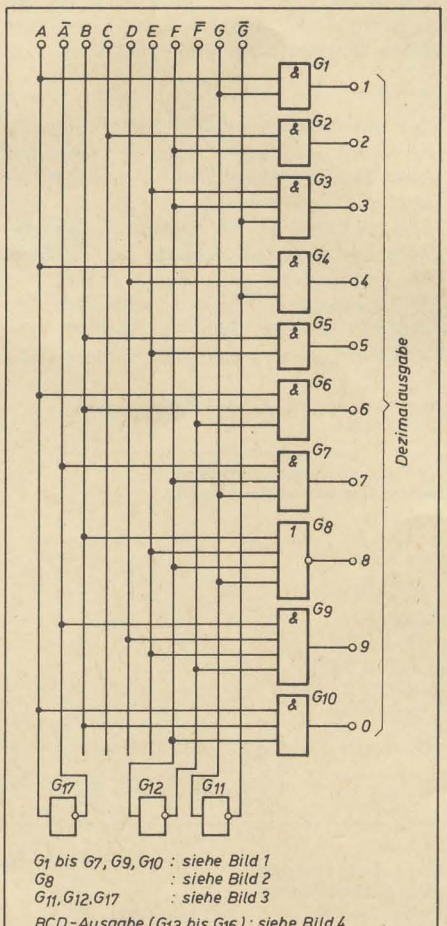


Bild 7: Siebensegment-Dezimal-Dekodierung für U 821 D

◀

Bild 8: Zusammenschaltung Multiplexer – Zähler – Dekoder – Speicher mit U 121 D

Tafel 2: Verknüpfungen für die Dekodierung am U 821 D

Aktivierte Segmente: belegte Dezimalstellen:	H-Pegel L-Pegel
1: $a \wedge g$	6: $a \wedge b \wedge \overline{f}$
2: $c \wedge f$	7: $\bar{a} \wedge f \wedge g$
3: $e \wedge f \wedge \bar{g}$	8: $\overline{b \vee e \vee f \vee g}$
4: $a \wedge d \wedge \bar{g}$	9: $\overline{\bar{a} \wedge d \wedge e \wedge \overline{f}}$
5: $b \wedge e$	0: $a \wedge b \wedge f$

Zusammenschaltung mit anderen Baueinheiten

Die einfachste Art der Zusammenschaltung ist der Anschluß von Speichern an den Dekoder. Für diesen Zweck sind besonders die MOS-Schieberegister U 311 D geeignet [3]. Die Speicherung der Dezimalwerte übernehmen zwei Register, während für die BCD-Speicherung nur ein Register benötigt wird, wobei ein Bit freibleibt. Die Takteingänge werden nicht benutzt, sie sind an feste Pegel zu legen (Betriebsart: Parallelübernahme). Sollen mehrere Ziffern vom gleichen Dekoder gespeichert werden, werden alle entsprechenden Eingänge parallelgeschaltet und an den jeweiligen Dekoderausgang geführt.

Beispiel: Speicherung von dreistelligen Dezimalzahlen

Alle Eingänge für 1, 2, 3 usw. verbinden und an die Ausgänge des Dekoders schalten (Bild 8).

Die Befehlseingänge für die Parallelübernahme werden von einem Multiplexer gesteuert, der im einfachsten Fall durch einen dreistufigen Ringzähler realisiert werden kann. Bei jedem Schritt werden die entsprechende U-121-D-Ausgabe an den Dekoder geschaltet und das zugeordnete Register aktiviert. Diese Lösung wird dadurch ermöglicht, daß die Ausgangstransistoren der Segmentausgänge (Open-drain-Stufen) bei H-Potential am bl-Eingang auf L-Pegel schalten. Der als Multiplexer arbeitende Ringzähler steuert also die bl-Eingänge der Zähler und e_p-Eingänge der Register, wobei für die e_p-Eingänge der Register L-Pegel benötigt wird. (Eventuell benötigte Angaben über den U 821 D enthält [2].)

Werden an den Dezimal- bzw. den Registerausgängen geeignete Trennstufen vorgesehen, besteht die Möglichkeit, mit Hilfe des Multiplexertaktes das Zählergebnis von einer elektrischen Schreibmaschine direkt schreiben zu lassen. Der Takt des Multiplexers steuert dann den Wagenvorlauf. Die Trennstufen müssen die laut Datenblatt geforderte maximale Belastung der MOS-Ausgänge sichern und die Pegel entsprechend den Folgestufen umsetzen. Wird keine Negation benötigt, reichen bereits Kollektorstufen mit Basiswiderständen $> 13\ k\Omega$ aus.

Der Multiplexerringzähler kann ebenfalls wie die Speicher mit Registern U 311 D aufgebaut werden.

Literatur

[1] Höhne, M.; Koch, G.; Meder, M.: Applikationsbeispiele für die Typengruppe 4-Bit-Binärzähler in MOS-Hochvolttechnik. radio fernsehen elektronik 23 (1974) H. 24, S. 785–789; 24 (1975) H. 1, S. 25–28

[2] Delfs, J.: Taschenrechnerschaltkreis U 821 D im industriellen Einsatz. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 3, S. 155–158

[3] Gerlach, E.: Anwendungen des Schieberegisters U 311 D. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 12, S. 757–760

Schwellwertschalter mit Schalthysterese

Dipl.-Ing. GÜNTER TURINSKY

Durch schaltungstechnische Maßnahmen konnte die bekannte Lösung eines Schwellwertschalters, der mit zwei Schaltkreisen D 160 C realisiert wurde, verbessert werden, so daß eine bessere Abgrenzung zwischen den logischen Zuständen der Ausgangsspannung erzielt wurde. Dieser Beitrag stellt drei Schaltungslösungen vor, die einmal die Schaltkreise D 160 C und zum anderen D 31 verwenden.

Die bekannte Schaltung eines Schmitt-Triggers mit zwei Expanderschaltkreisen D 160 C hat den Nachteil, daß der gemeinsame Emitterwiderstand das Ausgangspotential im L-Zustand mitbestimmt und auf relativ hohe Werte heraufsetzt. Eine verbesserte Schaltungslösung eines Schwellwertschalters mit den gleichen integrierten Schaltkreisen zeigt Bild 1. Die beiden Expander sind hierbei prinzipiell als Negator geschaltet. Durch die Rückkopplung des Ausgangssignals auf den Eingang über den zweiten Expander wird ein Schaltmechanismus bewirkt, der zwei unterschiedliche Schaltschwellen aufweist.

Liegt am Eingang e niedriges Potential, so ist die Basis-Emitterstrecke des Mehremittertransistors T_1 stromführend, d. h., die Ansteuerung des Transistors T_3 reicht nicht mehr aus, und der Ausgang a liegt nahezu auf Betriebsspannungspotential. Durch die stromführende Basis-Kollektorstrecke des Transistors T_2 leitet T_4 ebenfalls. Bei ansteigendem Eingangspotential fließt der Eingangsstrom zunehmend über die beiden Widerstände R_1 und R_3 und den Transistor T_4 gegen Masse ab. Erreicht die Eingangsspannung die Schaltschwelle U_{eH}, kippt die Schaltung in den zweiten Zustand um. Da der Transistor T_4 jetzt gesperrt ist und T_1 ohnehin einen sehr kleinen Eingangsstrom hat, verringert sich der Eingangsstrom insgesamt sehr sprunghaft. In diesem Schaltzustand ist der Schwellwertschalter besonders für eine leistungsarme Abtastung eines H-Potentials einsetzbar.

Wird das Eingangspotential wieder verringert, so schalten die Expanderschaltkreise erst dann um, wenn der Basisstrom von T_3 den für seinen stromführenden Zustand erforderlichen Wert unterschreitet. Durch den bis dahin fehlenden Strom durch R_3 liegt der untere Umschaltpunkt bei einem niedrigeren Eingangspotential als der obere. Außerhalb des Hysteresebereiches

$$U_{Hyst} = U_{eH} - U_{eL}$$

liegen am Ausgang folgende Potentiale an:

$$U_e > U_{eH} \qquad U_{aL} \leqq 0{,}25\ V$$
$$U_e < U_{eL} \qquad U_{aH} \approx U_B$$

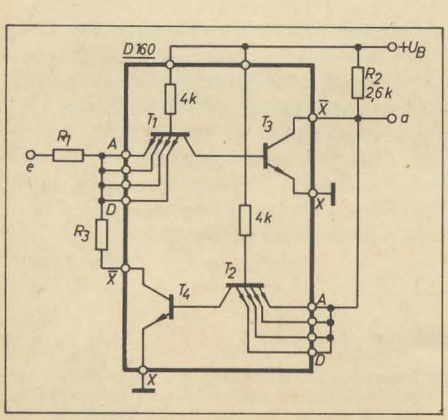


Bild 1: Schwellwertschalter mit einer IS D 160 C

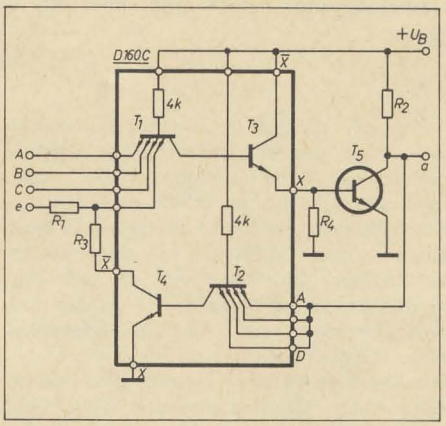


Bild 2: Schwellwertschalter mit erhöhter Schaltschwelle

Tafel 1: Meßergebnisse zum Schwellwertschalter im Bild 1

R_1 in Ω	R_3 in Ω	R_1/R_3	U_{eH} in V	U_{eL} in V	U_{Hyst} in V
270	2 000	0,1350	0,50	0,35	0,15
360	2 000	0,1800	0,45	0,30	0,15
270	5 100	0,0529	0,40	0,30	0,10
360	5 100	0,0706	0,35	0,25	0,10

Tafel 2: Meßergebnisse zum Schwellwertschalter im Bild 2

R_1 in Ω	R_3 in Ω	R_1/R_3	U_{eH} in V	U_{eL} in V	U_{Hyst} in V
510	620	0,8226	1,70	0,85	0,85
510	715	0,7133	1,60	0,85	0,75
510	860	0,5930	1,50	0,85	0,65
510	2 500	0,2040	1,10	0,85	0,25
360	2 500	0,1440	1,10	1,00	0,10
255	2 500	0,1020	1,15	1,05	0,10

Die Ausgangsspannungen entsprechen den TTL-Anschlußkennwerten.

Ist $R_1 = 0$, wird die Schaltschwelle von der Basis-Emitterspannung des Transistors T_3 bestimmt. Sie liegt bei $U_S = U_{BEx3} \approx 0{,}6$ V. Die Meßergebnisse in Tafel 1 zeigen den Schwellwert in Abhängigkeit von dem Widerstandsverhältnis R_1/R_3. Bei der Wahl des Widerstandswertes von R_1 muß beachtet werden, daß durch den Eingangsstrom bei $U_e = 0$ V ein höheres L-Potential an den mehrfachen Emittern liegt. Für die IS D 160 C ($I_{eL} = 1{,}6$ mA; $U_e < 0{,}6$ V) sollte ein Wert von $R_1 < 375\ \Omega$ eingehalten werden. Die Reihenschaltung von R_1 und R_3 bestimmt andererseits die Strombelastung des Transistors T_4. R_2 wurde in Anlehnung an die Dimensionierung in der IS D 150 C auf $R_2 = 2{,}6$ kΩ festgelegt. Die Ausgangsauffächerung dieses Schwellwertschalters ist sehr beschränkt.

Die Schaltschwelle der Schaltung kann zusätzlich durch den Transistor T_5 um eine Basis-Emitterstrecke erhöht werden (Bild 2). Die Ausgangsbelastbarkeit vergrößert sich dadurch ebenfalls wesentlich. Die logischen Eingänge A bis C sind herausgeführt; sie können zur Steuerung des Schwellwertschalters genutzt werden. Die grundsätzliche Funktionsweise ist unverändert. Ohne den Widerstand R_1 liegt die Umschaltschwelle bei $U_S = 2U_{BEx} \approx 1{,}25$ V. Die Meßergebnisse in Tafel 2 zeigen wiederum, daß die obere Schaltschwelle U_{eH} und die Schalthysterese U_{Hyst} auch bei dieser Schaltungslösung eine Funktion des Widerstandsverhältnisses R_1/R_3 sind. Während R_3 in weiten Grenzen variierbar ist, unterliegt R_1 der oben genannten Beschränkung, wobei der Spannungsabfall über R_1 jetzt nicht größer als 0,8 V sein darf. Das ergibt für R_1 den Widerstandswert von $R_1 \leqq 510\ \Omega$.

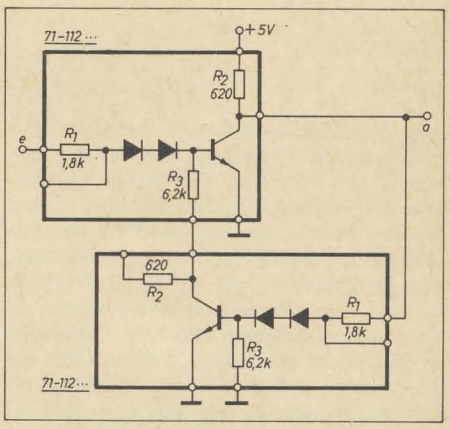


Bild 3: Schwellwertschalter mit zwei Schaltkreisen D 31

Als dritte Variante wurde ein Schwellwertschalter, der mit zwei D-31-Schaltkreisen realisiert wurde, untersucht. Wie Bild 3 zeigt, kommt man ohne zusätzliche Bauelemente aus. Da der Amateur nicht unbedingt an die vorgeschriebenen Betriebsspannungen und die Klemmenbelegungen gebunden ist, und da nahezu alle Widerstände irgendwie zugänglich sind, ergeben sich durch unterschiedliche Zusammenschaltungen der beiden IS bereits mehrere Lösungen mit sehr unterschiedlichen Eigenschaften. Für eine Betriebsspannung von $U_B = 5$ V wurden für die Schaltung nach Bild 3 folgende Kennwerte gemessen:

$$U_{eH} = 2{,}1\ V \qquad U_{aL} = 0{,}2\ V$$
$$U_{eL} = 1{,}8\ V \qquad U_{aH} = 4{,}2\ V$$

Es fällt auf, daß bei dieser Schaltung im H-Zustand am Ausgang nicht das Betriebsspannungspotential, sondern ein niedrigerer Wert anliegt. Die Ursache dafür ist, daß der Ausgang a an einem Spannungsteiler liegt, während er bei den Schaltungen in den Bildern 1 und 2 durch die entkoppelnde Wirkung der Emitter des zweiten Expanders von der Masse abgetrennt ist und der Kollektorwiderstand R_2 als Ziehwiderstand wirkt. Der Spannungsabfall durch den Strom der Mehrfachemitter ($< 40\ \mu$A) kann vernachlässigt werden. Weitere Schaltungslösungen mit den

Fortsetzung auf Seite 252

Mikrooptische Komponenten der optischen Nachrichtenübertragung

Lichtsender, Lichtempfänger, Lichtleitfasern und geeignete elektronische Schaltungen bildeten bisher die Hauptbestandteile einer optischen Nachrichtenübertragungsstrecke. Um jedoch die vielseitigen Möglichkeiten der optischen Nachrichtentechnik voll ausschöpfen zu können, sind mehrere Komponenten speziell zur Lichtsignalbeeinflussung, -filterung, -verteilung und -verarbeitung notwendig, die weit über den bisherigen Rahmen hinausgehen.

Eine vorteilhafte Komponente der optischen Nachrichtentechnik, aus der sich andere für verschiedene Funktionen ableiten lassen, ist die Gradientenfaser (Bild 1), bei der der Brechungsindex innerhalb der Faser nach außen hin nicht stufenförmig, sondern kontinuierlich von einem Maximalwert an der Faserachse auf geringere Werte am Faserumfang abnimmt. Das Licht in der Faser wird nicht durch eine Totalreflexion an einer scharf definierten Grenzfläche, sondern durch eine in den weiter außen liegenden Bereichen allmählich und kontinuierlich ablaufende, nach innen gerichtete Brechung geführt. Die Lichtleitung erfolgt damit nicht mehr wie bei der Stufenindexfaser in einer Zickzack-, sondern entsprechend einer Wellenlinie. Gehorcht der Brechungsindexverlauf einer Parabelfunktion, so erhält man für alle ausbreitungsfähigen Moden gleiche Gruppenlaufzeiten.

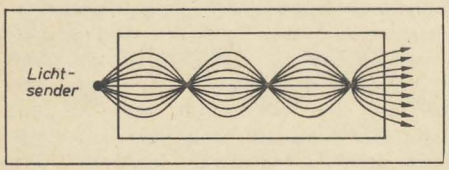


Bild 1: Gradientenfaser

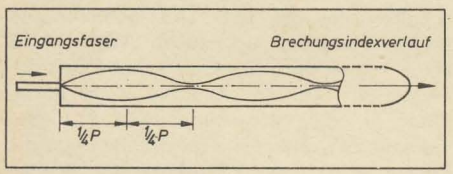


Bild 2: Gradientenstab

Zur Erstellung der aus dem Gradientenfaserprinzip abgeleiteten mikrooptischen Komponenten geht man von einem Glasstab aus, der einen parabelförmigen Brechungsindexverlauf aufweist (Bild 2). Da sich der durch die Eingangsfaser in die Stabachse eingekoppelte Lichtstrahl anschließend im Gradientenstab wellenförmig ausbreitet, kann diese Form der Lichtleitung zur Nachbildung sphärischer Linsenfunktionen ausgenutzt werden. Entspricht die Länge des Glasstabes einer Viertelperiode der wellenförmigen Ausbreitungsform des Lichtes, so erhält man die im Bild 3 dargestellte Linsenwirkung. Will man einen breiteren Lichtstrahl auf eine kleinere Lichtleitfaser überführen, so läßt sich das im Bild 4 gezeigte Verfahren anwenden, bei dem ebenfalls ein Viertelperiodenstück eines Gradientenstabes als Linse dient.

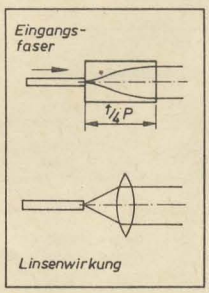


Bild 3: Linsenwirkung im Gradientenstab von der Länge einer Viertelperiode

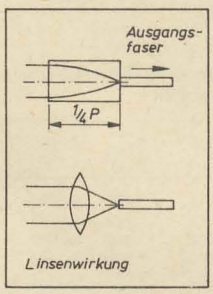


Bild 4: Einkopplung in eine kleine Faser

Die Realisierung einer Linsenfunktion durch Teile eines Gradientenstabes weist verschiedene Vorteile auf. Als erstes muß die Funktion genannt werden, die von einer internen Verteilung des Brechungsindex im Glas herrührt. Dabei kann der Luftraum entfallen, der eine herkömmliche Linse umgibt. Weiterhin erleichtert die plane Struktur der Linsenoberfläche, durch die Lichtstrahlen ein- oder austreten, das Zusammenfügen derartiger Komponenten mit anderen Teilen bzw. die Integration mit optoelektronischen Komponenten. Der Gesamtaufbau wird äußerst schwingungsfest und unempfindlich gegenüber Staub und Feuchtigkeit. Außerdem lassen sich für eine weitere optische Verarbeitung an den Endoberflächen der Stablinse reflektierende oder interferierende Filme bzw. Beugungsgitter relativ einfach anbringen.

Ausgehend von dieser Gradientenstabgrundstruktur lassen sich weitere mikrooptische Komponenten ableiten. Dazu gehören u. a. Richtungskoppler, optische Abzweigfilter und optische Schalter. Bild 5 zeigt das Prinzip eines optischen Richtkopplers. Er besteht aus zwei Viertelperioden-Gradientenstabhälften, die an ihrer Stoßstelle einen teilweise reflektierenden Film aufweisen. Außerhalb ihrer Achsen sind vier Lichtleitfasern angekoppelt. Das Licht der Lichtleitfaser F_1, deren Achse sich außerhalb der Stabachse befindet, wird wellenförmig durch den Koppler zur Faser F_2 geführt, wobei ein Teil des Lichtstrahles außerdem durch den Reflexionsfilm zur Lichtleitfaser F_3 geführt wird. In ähnlicher Weise wird das Licht behandelt, das die Lichtleitfaser F_4 heranführt.

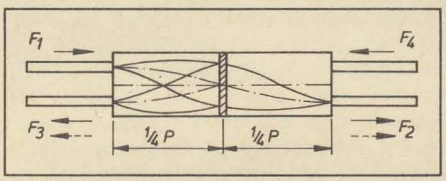


Bild 5: Optischer Richtkoppler

Wird anstelle des Reflexionsfilmes ein Interferenzfilm eingesetzt, so erhält man ein optisches Abzweigfilter für die Frequenzmultiplexübertragung. Bild 6 zeigt als Beispiel ein optisches Multiplexabzweigfilter, das die Übertragung der Wellenlängen λ_1, λ_2 und λ_3 in eine Richtung und der Wellenlänge λ_4 in eine andere Richtung ermöglicht. Weitere mikrooptische Komponenten sind denkbar, wenn zusätzlich optische Schaltelemente (reflektierende Prismen) oder optisch nichtreversible Elemente (Faradeydrehung) zwischen optischen Filtern und den Stablinsen eingesetzt werden.

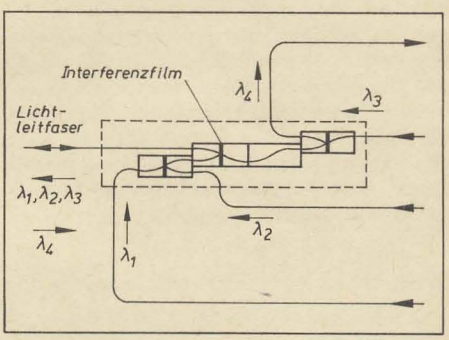


Bild 6: Optisches Abzweigfilter

Die Entwicklung mikrooptischer Komponenten steht noch an ihrem Anfang. Weitere Verbesserungen, Verfeinerungen und Neuerungen auf diesem Gebiet sind zu erwarten. Durch den Einsatz derartiger Komponenten läßt sich auf einer optischen Übertragungsstrecke eine Reihe unterschiedlicher Signale übertragen. So können z. B. neben dem informationstragenden Lichtstrahl einer Fernsehübertragungseinrichtung auch Signale zur Fernsteuerung der Fernsehkamera mit eingefügt werden.

H. Bergmann

Literatur

[1] Sugimoto, S.; Kobayashi, K.: Micro-optic devices make future optical communication possible. Electronic Engineering 51 (1979) H. 146, S. 56–59

Fortsetzung von Seite 251

Schaltkreisen D 31 sind außerdem möglich, wenn der vorgesehene Eingang als Eingang des Schwellwertschalters genommen wird und die Zusammenschaltung beider Gatter nicht über R_3, sondern über R_2 vorgenommen wird.

Die Schaltzeiten der beiden Schaltkreisfamilien sind bei kapazitätsarmem Aufbau des Schwellwertschalters erreichbar.

Einbaumikrofon für Kassettenrecorder

PETER HINZ und
GERT KASZYNSKI

Mitteilung aus dem VEB Fernmeldewerk Leipzig und dem Institut für Nachrichtentechnik Berlin

Zum Einbau in Kassettenrecorder wurde vom Institut für Nachrichtentechnik in Zusammenarbeit mit dem VEB RFT Fernmeldewerk Leipzig das Kondensator-Einbaumikrofon EKR entwickelt, das im folgenden vorgestellt wird.

Infolge des vom Motor des Kassettengerätes erzeugten Körperschalles und des hervorgerufenen magnetischen Feldes müssen Einbaumikrofone unempfindlich gegenüber Körperschall und magnetischen Fremdfeldern sein. Beide Forderungen werden von Kondensatormikrofonen erfüllt. Da bei Einbaumikrofonen infolge des geforderten Batteriebetriebes die Speisespannung gering sein muß, werden international hauptsächlich zwei Wege zur Realisierung von Einbaumikrofonen beschritten.

Die eine Variante arbeitet nach dem Elektretprinzip (vorwiegend japanische Erzeugnisse), während bei dem anderen Lösungsweg das Prinzip der Niederspannungskondensatortechnik angewendet wird (z. B. AKG, Wien). Der Unterschied besteht in der Bereitstellung der Polarisationsspannung. Beim Elektretmikrofon wird die Polarisationsspannung durch das im Wandler eingesetzte Elektretmaterial gebildet. Im Gegensatz dazu wird beim Niederspannungskondensatormikrofon wie bei üblichen Kondensatormikrofonen eine Polarisationsspannung von außen angelegt. Durch optimale Dimensionierung und vor allem durch Verkleinerung des Elektrodenabstandes des Wandlerkondensators gelingt es, die erforderliche Polarisationsspannung so zu reduzieren, daß die in den heutigen Batteriegeräten üblichen Spannungen von 6...12 V ausreichen.

In Verbindung mit dem im Impedanzwandler eingesetzten Feldeffekttransistor ergibt sich so die Konzeption eines modernen Niederspannungskondensatormikrofones.

Aufbau

Mit Hilfe eines Gummiformteiles kann das Mikrofon (Bild 1) in den Recorder „eingeknöpft" werden. Das Mikrofon besteht aus folgenden Baugruppen: Membran, Gegenelektrode, Impedanzwandler, Gehäuse.

Als Membran wird eine 3,5 μm dicke Polyesterfolie verwendet, die einseitig mit Aluminium bedampft ist und mit definiertem Spannkleben auf einem metallischen Membranträgerring befestigt wird. Die nichtleitende Klebstoffschicht wurde so ausgebildet, daß eine Membranzuleitung entfallen kann. Bei der Auswahl des Klebstoffes wurde ferner darauf geachtet, daß durch die Klebstoffschicht die Geräuschspannung des Impedanzwandlers nicht vergrößert wird und daß die Aushärtezeit des Klebstoffes kurz ist [1]. Durch die Klebstoffschicht wird Kontaktkorrosion verhindert und die Verschiebung des Arbeitspunktes des nachgeschalteten Impedanzwandlers bei Feuchteeinwirkung vermindert.

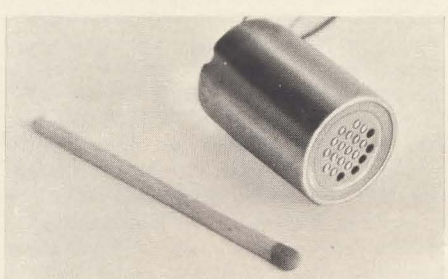


Bild 1: Kondensator-Einbaumikrofon EKR

Die Gegenelektrode des Mikrofons wurde so dimensioniert, daß keine merkbare Resonanzüberhöhung in der Übertragungskurve des Mikrofons eintritt. Zur Erzielung des notwendigen Abstandes zwischen Membran und Gegenelektrode wird auf die Gegenelektrode ein Ring aus Sikadeflexfolie aufgesiegelt.

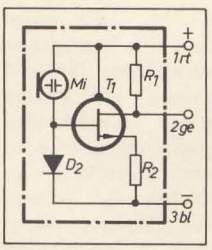


Bild 2: Schaltung des Einbaumikrofons (erste Ausführung)

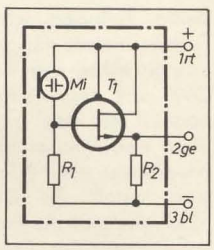


Bild 3: Schaltung des Einbaumikrofons (neue Ausführung)

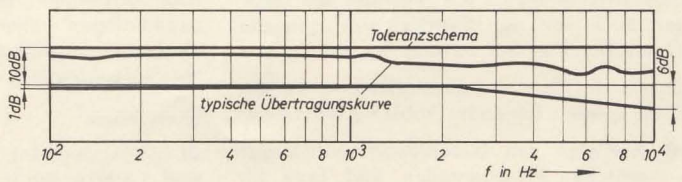


Bild 4: Toleranzschema und typische Übertragungskurve

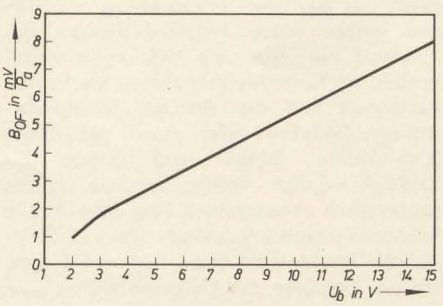


Bild 5: Abhängigkeit des Übertragungsfaktors von der Speisespannung

Die Kenndaten des Impedanzwandlers bestimmen die erreichbaren Eigenschaften des Mikrofones hinsichtlich Geräuschspannung, zulässigem Betriebsspannungsbereich, minimalem Klirrfaktor sowie anderer Parameter. Als aktives Bauelement wird im Impedanzwandler der FET КП 303 B eingesetzt. Gegenwärtig wird eine verbesserte Ausführung des EKR in die Produktion übergeleitet. Dieses neue EKR hat verbesserte Eigenschaften bei Klimaeinwirkung und einen geringeren Stromverbrauch infolge veränderter Schaltung des Impedanzwandlers. Während in der bisherigen Ausführung der Transistor in Sourceschaltung betrieben wird und als Gatewiderstand eine Diode in Durchlaßrichtung eingesetzt ist (s. Bild 2), wird bei der neuen Ausführund die Drainschaltung angewandt und als Gatewiderstand ein Hochohmwiderstand von etwa 220 MΩ (s. Bild 3) eingesetzt.

Eigenschaften und Kenndaten

Das EKR arbeitet akustisch als Druckempfänger und hat folglich nahezu eine kugelförmige Richtcharakteristik. Bei entsprechendem Gehäuseeinbau kann das EKR den Schall aus allen Richtungen gleich gut aufnehmen.

Das EKR zeichnet sich durch eine hohe Unempfindlichkeit gegenüber Körperschall und magnetischen Fremdfeldern aus. Die elektroakustischen und elektrischen Kenndaten des EKR der bisherigen Ausführung bei einer Speisespannung von 6...12 V, bei einer Temperatur von 20 °C ± 5 K und einem Luftdruck von 86...106 kPa sind in der Tafel enthalten.

Wegen ihrer Eigenschaften empfiehlt es sich nicht, Kondensatormikrofone, zu denen auch das EKR gehört, für längere Zeit einer sehr hohen Luftfeuchtigkeit auszusetzen.

Technische Daten

Feldleerlauf-Übertragungsfaktor bei 1 kHz	> 1,5 mV/Pa
Frequenzbereich	0,1...10 kHz
Ersatzlautstärke (Geräuschspannung nach TGL 0-45 405 Effektivwertanzeige)	≦ 43 dB
80 % der Mikrofone	≦ 40 dB
typischer Wert	31 dB
Klirrfaktor bei 10 Pa für f ≦ 5 kHz	< 5 %
Erschütterungs-Äquivalentschalldruck bei 1 kHz und 9,8 m/s²	≦ 1 Pa
Stromaufnahme	≦ 2 mA
Ausgangsscheinwiderstand bei 1 kHz	820 Ω ± 20 %
Abmessungen in mm	∅ 15, Länge 22
Masse	etwa 7 g
Mit Einführung der verbesserten Ausführungsform des EKR sind folgende Änderungen zu erwarten:	
Stromaufnahme bei 6 V Speisespannung	≦ 0,8 mA
typischer Wert	0,3 mA
Ausgangsscheinwiderstand bei 1 kHz	≦ 3 kΩ
Abschlußwiderstand durch Nachfolgeschaltung	≧ 4 kΩ
Abmessungen in mm	∅ 16, Länge 22

Literatur

[1] Kondensatormikrofon. DL-WP 119 948

Vorsicht beim Eigenbau von Fernseh-Ortsversorgungsanlagen

Dr.-Ing. HORST WEISSLEDER

In zunehmendem Maße werden in Gebieten mit ungenügender Fernseh- und Rundfunkversorgung von Fernsehgemeinschaften Fernseh-Ortsversorgungsanlagen errichtet. Solche Anlagen unter Anwendung eines Koaxialkabel-Verteilnetzes weisen oftmals Ausfälle an Verstärkern und Leitungsklemmstellen auf. Die Ursache ist häufig die Beinflussung durch Starkstrom. In solchen Fällen bestehen unter bestimmten Voraussetzungen auch erhebliche Gefahren für die mit dieser Anlage in Berührung kommenden Menschen. Der folgende Beitrag geht auf die Beeinflussungsmöglichkeiten der Fernseh-Ortsversorgungsanlage durch Starkstromanlagen ein und gibt Hinweise auf Schutzmaßnahmen.

Mit dem Aufbau von Ortsversorgungsanlagen (OVA) wird dem allseitigen Wunsch nach einer technisch und ökonomisch optimalen Bereitstellung von Hör- und Fernsehrundfunksignalen entsprochen. Dies betrifft sowohl die Gewährleistung ausreichender Empfängereingangsspannungen vor allem bezüglich des Farbfernsehens und des Stereorundfunks als auch das Erreichen optimaler Störabstände. Dies erklärt auch, weshalb die meisten der gegenwärtig noch bestehenden Gobau-Anlagen in Ortsverteilanlagen mit Koaxialkabeln und Leitungsverstärkern umgebaut werden.

Das Kabelnetz der OVA beginnt bei der an einem günstigen Standort installierten Antennenanlage und führt über oftmals zahlreiche Leitungsverstärker über Grundstücke und Straßen hinweg bis zum letzten angeschlossenen Teilnehmer. Die Kabelnetze vor allem im Süden der DDR weisen, durch die Lage der Orte und abgeschattete Ortsteile begründet, in der Regel eine starke Längsausdehnung auf. Kabellängen von 4...6 km sind dabei keine Seltenheit. Solche Anlagen unterliegen prinzipiell der störenden Beeinflussung durch benachbarte Starkstromanlagen, wie dies seit Jahrzehnten auch von den Fernmeldeanlagen der Deutschen Post her bekannt ist.

Durch die Starkstrombeeinflussung an der OVA können folgende Probleme entstehen:

- Auftreten von Gefährdungsspannungen zwischen Anlagenteilen und Erde für Monteure und unter ungünstigen Umständen auch für die Rundfunkteilnehmer
- Zerstörung von Anlagenteilen, indem aus dem Starkstromnetz in die OVA übertragene Spannungen und Ströme Leiter und Isoliermaterial überlasten bzw. sich ungünstig auf die Fernspeisung abgesetzter Verstärker auswirken
- Infolge von Zerstörungen sind Schutzeinrichtungen defekt geworden, und dann können die genannten Gefährdungsspannungen wirksam werden.

Die Ortsversorgungsanlagen können von Starkstromanlagen beeinflußt werden. Es gibt mehrere Möglichkeiten:

Galvanische Verkopplung

Die OVA und auch die Starkstromanlage haben aus sicherheitstechnischen Gründen mehrfache niederohmige Verbindungen mit dem Erdreich. Diese Verbindungen zum Erdreich bewirken aber auch, daß Spannungsabfälle im Erdreich in der Nähe von Starkstrom-Erdungsstellen (z. B. Umspannwerk, Überlandleitung, die mit einem Mast Schluß bekommen hat) in die OVA eindringen, wenn diese das Spannungsgefälle überbrückt. Galvanische Beeinflussungen treten in der Regel im Abstand von jeweils 500 m seitlich von Starkstromtrassen und Umspannwerken nicht mehr auf.

Kapazitive Verkopplung

Die kapazitive Verkopplung entsteht dadurch, daß beide Anlagen zueinander eine nennenswerte Kapazität aufweisen, über die Störströme übertragen werden. Für die OVA trifft dieser Fall im allgemeinen nicht zu.

Induktive Verkopplung

Beide Anlagen werden als Teile eines Transformators verstanden. Die Starkstromanlage bildet die Primärwicklung und die OVA die Sekundärwicklung. Demzufolge handelt es sich um einen Transformator ohne Kern mit primär- und sekundärseitig jeweils nur einer Windung. Diese Windung wird durch die Drahtleiter der Anlage einerseits und die Erde als Rückleiter andererseits gebildet. Die induktive Verkopplung stört überwiegend, da sie einen sehr ausgedehnten Beeinflussungsbereich aufweist und gleichermaßen oberirdisch und unterirdisch verlegte Kabel erreicht.
Beeinflussungen erfolgen durch Starkstromanlagen aller Art. Besonders die Hochspannungsleitungen können die größten Störenergien in die OVA einspeisen.

Störquellen

- Starkstromnetze mit mehr als 1 000 V sind Systeme, die in der Regel keinen oder einen nur geringen Endstrom verursachen und wegen deren Erdsymmetrie im Betriebsfall nur minimale Störungen verursachen. Im Kurzschlußfall führen sie in Abhängigkeit von der Art der Sternpunkterdung (induktiv oder starr) erhebliche (Erd-)Ströme. Dabei sind Werte bis 50 000 A möglich. Solche Schlüsse werden automatisch abgeschaltet. Charakteristische Abschaltverzögerungszeiten der 110-kV/220-kV-Überlandleitungen liegen bei etwa 150 ms. Schlüsse mit kleineren Kurzschlußströmen können durchaus über Minuten und Stunden bestehen bleiben.
- Bahnen (Straßenbahnen, Grubenbahnen, Deutsche Reichsbahn) sind Anlagen, die im Betriebsfall die Erde als Rückleiter einbeziehen, d. h., die erdunsymmetrisch sind. Störungen aus diesen Anlagen sind betriebsbedingt.
- Der Blitzstrom bei Blitzschlag erreicht Werte bis 100 000 A und hat eine Dauer von nur wenigen Mikrosekunden. Der Hauptenergieanteil liegt bei etwa 1 MHz.
- Unsauberes Niederspannungsnetz. Das Niederspannungsnetz ($U < 1\,000$ V) ist aus der Sicht der Abnehmer erdbezogen, da der Nulleiter mit Erde starr verbunden ist und die Verbraucher in der Regel zwischen einer Phase und Erde betrieben werden. Betriebs- und Kurzschlußströme fließen daher über Nulleiter und Erde. In ungünstigen Fällen können Kurzschlußströme während vieler Tage fließen, ohne daß Sicherungsmaßnahmen ausgelöst werden.

Ermittlung der Starkstrombeeinflussung

Die TGL 200-0605 behandelt die Probleme der Beeinflussung drahtgebundener Informationsanlagen durch Starkstromanlagen. Sie gibt den Wirkungsmechanismus wieder, legt Regeln und Methoden dar, nach denen ermittelt werden kann, ob eine gefährdende Beeinflussung zu erwarten ist, und schreibt vor, was im konkreten Fall zum Schutz der mit der Informationsanlage in Berührung kommenden Menschen zu tun ist.

Zahlreiche Ausführungen sind aus der Sicht der Fernmeldetechnik gestaltet worden, gelten aber analog auch für die Belange der Fernseh-Ortsversorgungsanlagen.

Im folgenden soll ein kurzer Überblick gegeben werden, auf welche Weise ermittelt werden kann, ob und wie stark die aus dem Starkstromnetz auf induktivem Wege verursachten Beeinflussungsspannungen sind.

Die zwischen den beiden Transformatorenwindungen herrschende Gegeninduktivität ist eine Funktion des Abstandes beider Anlagen und der Erdbodenleitfähigkeit. Dabei senkt eine hohe Erdbodenleitfähigkeit die Gegeninduktivität und damit die in der OVA induzierte Spannung.

Bild 1a charakterisiert ein Gelände mit schlechter Bodenleitfähigkeit. Der Kurzschlußstrom der Starkstromanlage dringt hier tief in den Erdboden ein, um einen möglichst niederohmigen Rückweg zu erreichen. Das Kreuz deutet die scheinbare Lage eines im Erdreich liegenden Erdrückleiters an. Gleiches gilt auch für die OVA, deren Koaxialmantel mit Erde verbunden ist.

Bild 1b deutet ein Gelände mit hoher Bodenleitfähigkeit an. Der Erdstrom dringt nicht so tief in das Erdreich ein, d. h., die Lage des scheinbaren (wirksamen) Rückleiters bildet zusammen mit den oberirdischen Starkstrom-Hinleitern eine kleinere Induktionsschleife als in dem im Bild 1a gezeigten Fall. Gleiches gilt auch für die OVA. Damit ist das Verhältnis Abstand der beiden Induktionsschleifen zu ihren Durchmessern eine Funktion der Bodenleitfähigkeit, d. h., die Bodenleitfähigkeit hat einen erheblichen Einfluß auf die Gegeninduktivität und somit auf die in der OVA induzierte Spannung. Darüber hinaus bilden sich im gut leitenden Boden auch noch Wirbel-

Tafel 1: Globalwerte für die Erdbodenleitfähigkeit der Bezirke und Großstädte der DDR ($\varkappa$ in S/m)

Frequenz	Bezirke Dresden, Gera, Karl-Marx-Stadt, Suhl	Halle, Neubrandenburg, Rostock	restliche Bezirke	Gebiete großer Städte
$16^2/_3$ Hz	$2 \cdot 10^{-2}$	0,2	$8 \cdot 10^{-2}$	1
50 Hz	$3 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-2}$	$2 \cdot 10^{-2}$	1

Tafel 2: Die in der OVA als Längsspannung wirkende Starkstrombeeinflussung ist eine Funktion des Abstandes beider Anlagen, der Näherungslänge (Länge des parallelen Verlaufes von Starkstrom und OVA-Kabeln), der Erdbodenleitfähigkeit und des Kurzschlußstromes in der Starkstromanlage

Kurzschlußstrom I_K der Starkstromanlage in kA	Näherungslänge s in km	Bodenleitfähigkeit $\varkappa$ in S/m	Abstand beider Anlagen ϱ in km	Längsspannung U_L in V	Bemerkungen
10	1	$4 \cdot 10^{-3}$	1	565	$U_{L\,eff} > 65$ V
10	5	$4 \cdot 10^{-3}$	1	2 825	$U_{L\,eff} > 65$ V
10	1	$4 \cdot 10^{-3}$	5	150	$U_{L\,eff} > 65$ V
10	5	$4 \cdot 10^{-3}$	5	750	$U_{L\,eff} > 65$ V
10	1	$2 \cdot 10^{-2}$	1	180	$U_{L\,eff} > 65$ V
10	5	$2 \cdot 10^{-2}$	5	< 65	
1	1	$4 \cdot 10^{-3}$	1	57	
1	5	$4 \cdot 10^{-3}$	5	75	$U_{L\,eff} > 65$ V

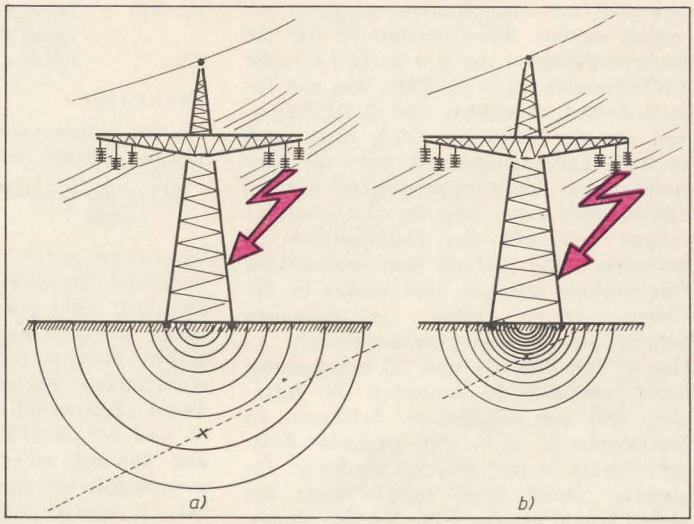


Bild 1: Die Lage eines im Erdreich scheinbar vorhandenen Erdstrom-Rückleiters ist abhängig von der Erdbodenleitfähigkeit. Dieser virtuelle Rückleiter liegt um so tiefer im Erdreich (a), je schlechter die Bodenleitfähigkeit ist, und um so dichter am erdschlußbehafteten Mast (b), je besser die Bodenleitfähigkeit ist. Damit ändert sich auch die Breite der Induktionsschleife Starkstromleiter – Erdstrom-Rückleiter

ströme aus, die die Gegeninduktivität weiter herabsetzen. Eine gute Bodenleitfähigkeit reduziert demzufolge den Beeinflussungsbereich nicht nur bei einer galvanischen, sondern auch bei der induktiven Beeinflussung. Die Erdbodenleitfähigkeit weist auf dem Gebiet der DDR Unterschiede etwa im Verhältnis 1:30 auf. Im Norden ist sie am besten und im Süden erreicht sie die kleinsten Werte. Aber gerade hier ist eine erhebliche Konzentration der Industrie und damit der Starkstromleitungen zu verzeichnen. Außerdem sind hier Ortsversorgungsanlagen wegen des gebirgigen Geländes besonders notwendig. Die Wahrscheinlichkeit für störende und gefährdende Beeinflussung ist im Süden der DDR also besonders hoch.

Tafel 1 vermittelt einen groben Überblick über die Werte der Bodenleitfähigkeit. Dabei hat sie die Dimension Siemens je Meter. Der Bodenleitfähigkeitswert $\varkappa$ großer Städte ist wegen der im Erdreich vorhandenen zahlreichen metallischen Leiter, der sogenannten Tertiärleiter, so hoch, besonders durch das Wasser- und Gasleitungsnetz, die Schienen und die Armierungen von Kabeln.

Die in der OVA induzierten Spannungen sind Längsspannungen (U_L), d. h., sie liegen längs der Kabel an. Die Längsspannung ist um so höher, je länger das parallel zur Starkstromanlage liegende Kabel der OVA ist. Sie berechnet sich generell nach

$$U_L = \omega \, s \, I_K \, H_0(\sqrt{j \varkappa \varrho}) \, r \qquad (1)$$

$$U_L = \omega \, s \, I_K \, M_E' \, r \qquad (2)$$

ω = Kreisfrequenz
s = Näherungslänge beider Anlagen
I_K = Kurzschlußstrom in der Starkstromanlage
H_0 = Besselfunktion
$\varkappa$ = Bodenleitfähigkeit in S/m
ϱ = Abstand beider Anlagen
r = Reduktionsfaktor
M_E' = Gegeninduktivität, längenbezogen.

Der Vergleich beider Gleichungen zeigt, daß $\varkappa$ und ϱ die Gegeninduktivität bestimmen. Diese ist für Real- und Imaginärteil den in der TGL 200-0605/03 veröffentlichten Diagrammen zu entnehmen und braucht nicht immer wieder neu berechnet zu werden.

Die in der Tafel 2 zusammengefaßten Rechenergebnisse vermitteln einen Überblick, mit welchen Induktionsspannungen bei einer zur Starkstromtrasse parallelen Kabelführung gerechnet werden muß, sofern keine Reduktion $r < 1$ angewendet werden kann. Bild 2 zeigt ein Beispiel.

Ist $U_{L\,eff}$ größer als 65 V, so werden, wie in der Elektrotechnik allgemein üblich, Schutzmaßnahmen gefordert. Unter gewissen, in der TGL 200-0605 angegebenen Bedingungen sind kurzzeitige Wechselspannungen bis $U_{eff} = 250$ V und teilweise bis 1 000 V zulässig, wenn gesichert ist, daß sich diese Teile nicht unmittelbar berühren lassen. An den Empfängeranschlußstellen sollte die maximal mögliche Berührungsspannung in Anlehnung an die TGL 200-7051/02 $U_{eff} < 33$ V sein, um auch bei ungünstigen allgemeinen Potentialverhältnissen den U_{eff}-Grenzwert von 65 V einzuhalten.

Innerhalb des sogenannten Beeinflussungsbereiches sind mit hoher Wahrscheinlichkeit gefährdende Beeinflussungsspannungen zu erwarten. Bild 3 zeigt, wie breit dieser links- und rechtsseitig parallel zur Starkstromtrasse liegende Bereich ist.

Befinden sich Leitungen der OVA innerhalb dieses Bereiches, so muß entsprechend Blatt 01 und Blatt 03 der TGL 200-0605 die

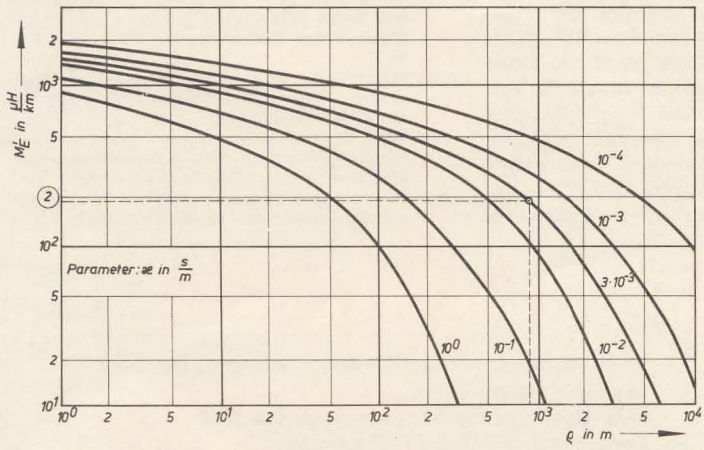


Bild 2: Die längenbezogene Gegeninduktivität zwischen Starkstromanlagen und der OVA kann als Funktion von $\varkappa$ und der TGL 200-0605/03 entnommen werden. Das gewählte Beispiel zeigt bei einem Anlagenabstand von 1 000 m und der Bodenleitfähigkeit $\varkappa = 4 \cdot 10^{-3}$ S/m eine Gegeninduktivität von $M_E = 2$ μH je 1 km Näherungslänge an. Siehe dazu auch Tafel 2

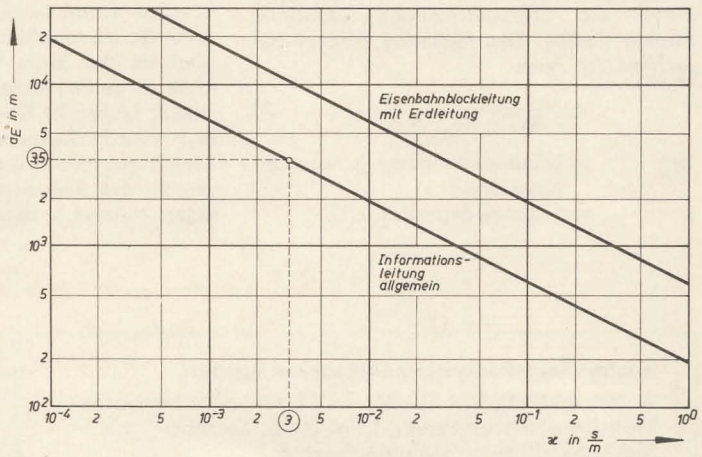


Bild 3: Befinden sich Leitungen der OVA im Beeinflussungsbereich a_E von Starkstromanlagen, ist die Intensität der Starkstrombeeinflussung unbedingt zu ermitteln

Intensität der Starkstrombeeinflussung ermittelt werden. Beispielsweise ist bei der Bodenleitfähigkeit von $\varkappa = 3 \cdot 10^{-3}$ S/m der Einflußbereich $a_E = \pm 3{,}5$ km. Wie aus Tafel 2, Zeile 4, ersichtlich, sind in Abhängigkeit von der Form der OVA, aber auch noch in Entfernungen von mehr als 3 km gefährdende Spannungen möglich. In allen Fällen, auch wenn sich die Starkstromleitungen außerhalb des Sichtbereiches (!) befinden, sollte deshalb eine rechnerische Nachprüfung erfolgen, und bereits in der Planungsphase sollten entsprechende Schutzmaßnahmen vorgesehen werden.

Der in den Gln. (1) und (2) angegebene Reduktionsfaktor berücksichtigt die Tatsache, daß bei einphasigen Schlüssen im Starkstromnetz nicht der gesamte Kurzschlußstrom in das Erdreich eindringt. Ein gewisser Anteil fließt beispielsweise bei einem Schluß an einem der Freileitungsmasten über das an den Mastspitzen mitgeführte Erdseil ab. Beim Vorhandensein eines Erdseiles ist $r = 0{,}9$ und bei zwei Erdseilen ist $r = 0{,}5$. Entsprechendes gilt auch bei Kabelschlüssen, da hier der Nulleiter mitgeführt wird und die Kabelarmierung ebenfalls erhebliche Ströme aufnehmen kann. Im weiteren haben die bereits erwähnten Tertiärleiter wie Wasser- und Gasleitungen, Schienen usw. ebenfalls einen reduzierenden Einfluß, unabhängig davon, ob sie sich in der Nähe der Starkstromanlage oder in der Nähe der OVA befinden. Für die aus dem Vorhandensein solcher Leiter abzuleitenden r-Werte kann kein Pauschalwert angegeben werden.

Schutzmaßnahmen

Für den Menschen ursächlich gefährlich sind Spannungen. Damit zwischen berührbaren Teilen z. B. in einer Wohnung keine gefährdenden Spannungen auftreten können, wurde generell der Potentialausgleich vorgeschrieben. Demzufolge sind alle planungstechnisch auf Massepotential liegenden Teile und Leiter miteinander zu verbinden und zu erden. Dies betrifft den Heizungskörper und die Wasserleitung ebenso wie den Null- bzw. Schutzleiter und (mindestens) den Koaxialkabelmantel der OVA.

Der Potentialausgleich bedingt eine häufige, in jedem Haus mindestens einmal vorgenommene Erdung der OVA. Damit bauen sich aus der Sicht der Starkstrombeeinflussung geschlossene Schleifen auf, innerhalb derer im Beeinflussungsfall durch die Starkstromanlage induzierte Ströme fließen. Der fließende Strom I berechnet sich nach

$$I = \frac{U_L' s}{R_{E1} + R_K + R_{E2}} \qquad (3)$$

U_L' = Leitungsspannung je km Leitungslänge

s = Leitungslänge in km

R_{E1}, R_{E2} = Erdungswiderstände an einem Kabelabschnitt

R_K = Kabelwiderstand.

Beispiel

Für den Leitungsweg von der Antenne bis zum ersten Haus gelte

$U_L' = 565$ V, $s = 0{,}4$ km, $R_{E1} = R_{E2} = R_K = 5\ \Omega$

Demzufolge ist $I \approx 15$ A. Die ortsüblich verwendeten Kabelklemmungen sind dieser Belastung nicht gewachsen und dürften mit hoher Wahrscheinlichkeit verschmoren. In diesem Moment fällt die Anlage aus. Im wiederholten Beeinflussungsfall liegt an dieser „Schmorstelle" die Längsspannung an und könnte z. B. den Monteur gefährden. Deshalb müssen alle Teile des Leitungsweges, bei denen im Beeinflussungsfall $U_{L\,eff} = 65...250$ V auftreten können, gegen unbeabsichtigte Berührung sicher abgedeckt sein.

Können höhere Spannungen auftreten und gelten nicht die in der TGL fixierten besonderen Bedingungen, ist der Kabelzug in solche Abschnitte zu zerlegen, daß die obengenannten Forderungen erfüllt werden. An einer solchen Schnittstelle sind geeignete Schutzmaßnahmen vorzusehen. Die Deutsche Post setzt in solchen Fällen spezielle Glimmzünder ein, die die Längsspannungen auf Werte $U_{L\,eff} < 250$ V begrenzen. Diese Technik ist ohne weiteres nicht übernehmbar. Neben der Spannungsbegrenzung durch Glimmzünder gibt es die Möglichkeit der Unterteilung des Kabelzuges in solche Abschnitte, bei denen jeder einzelne eine $U_{L\,eff} < 250$ V aufweist und der HF-Transport über einen 2-kV-festen HF-Trenntransformator erfolgt. Da an dieser Stelle Kabelmantel und -seele aufgetrennt werden, muß man besondere Vorkehrungen treffen, die die Einhaltung der geltenden Störstrahlforderungen sicherstellen, ohne daß eine galvanische Verbindung beider Kabelmäntel entsteht. Ein derartiges Bauelement ist gegenwärtig noch nicht handelsüblich.

Beim Anlagenbau wird sich das Augenmerk daher auf aus der Sicht der Starkstromtechnik belastbare HF-Anschlüsse richten müssen, auch wenn dies bisher noch nicht allgemein üblich ist. Ist dies sicher und zuverlässig möglich (ggf. nachprüfbar mit Sicherheitsvorgabe), so könnte die obengenannte Trennstelle entfallen. In jedem Fall ist aber daran zu denken, daß der induzierte Strom sowohl in dem Kabelschirm als auch an der Seele fließt. Wird die Seele nicht an beiden Kabelenden durch die Verstärker (Zubehör) Ein- und Ausgänge sicher und ebenso belastbar geerdet (mit dem Schirm galvanisch verbunden), dann liegen wegen des reduzierenden Einflusses des Kabelschirmes in bezug auf die Kabelseele etwa 70 % der U_L über der Seele an und können entsprechende Kondensatordurchschläge bewirken. Andererseits überlagert sich diese Längsspannung einer möglichen Fernspeisespannung und kann Schäden hervorrufen. Die Regeleinrichtungen müssen daher über geeignete Schutzelemente (z. B. Vorwiderstände und Z-Dioden) verfügen. Ferner ist sicherzustellen, daß diese induzierten Spannungen niemals (!) den Durchschlag eines Netztransformators bewirken können. In einem solchen Fall würde nach der Starkstrombeeinflussung eine Verschleppung des 220-V-Potentials über das Netz der Ortsversorgungsanlage erfolgen. Damit würden neue Gefahren entstehen.

Ein weiteres Problem ergibt sich z. B. in abgelegenen Orten, bei denen verschiedentlich die Erdung des 220-V-Netzes nicht ausreichend starr ist. Durch den umfassenden Potentialausgleich wird dem Starkstromnullleiter das Kabelnetz der OVA parallelgeschaltet. Damit übernimmt dieses einen Teil des Nulleiterstromes, und zwar um so mehr, je niederohmiger das Kabelnetz der OVA einerseits und um so hochohmiger der Nullleiter des Starkstromnetzes andererseits ist. Auch aus dieser Sicht müssen die Klemmstellen belastbar sein. Im Fall eines Defektes des Nulleiters durch Bruch einer Freileitung übernimmt die OVA dessen Funktion! Um eine Überlastung der OVA zu vermeiden, ist es daher unumgänglich, diese Belange mit der zuständigen Energieversorgung rechtzeitig abzustimmen.

Es muß auch nochmals auf die Wirkung von Blitzeinschlägen hingewiesen werden, da diese der Starkstrombeeinflussung gleichzusetzen sind. Die bekannten Schutzmaßnahmen sind daher stets äußerst genau einzuhalten.

Literatur

[1] Fachbereich-Standard Kreuzungen und Näherungen zwischen Informations- und Starkstromanlagen TGL 200-0605/01–06

[2] Bauelemente und Methoden des Starkstromschutzes. IPF-Heft Nr. 141

[3] Handbuch Schutzeinrichtungen bei Starkstromeinrichtungen. Ministerium für Post- und Fernmeldewesen Berlin 1966

[4] Hütte IV B Fernmeldetechnik. Berlin, München: Verlag Wilhelm Ernst und Sohn 1962

[5] Schutz der Fernmeldeanlagen vor Starkstromanlagen. IPF-Heft Nr. 107

[8] IPF-Sonderheft F 1963, 66, 70

[9] Schutz der Fernmeldeanlagen gegen Starkstrom (CCITT Serien K, L)

[10] Tischer, K.; Widl, E.: Vermeidung von Querspannungen beim Schutz von Fernmeldeleitungen durch Überspannungsableiter gegen ungleichmäßige Beeinflussung. RTZ-A 87 (1966) H. 1

[11] Meister, H.: Überspannungsschutz an oberirdischen Fernmelde-Leitungen. PTT-Mitteilungen (1969) H. 10, S. 433

[12] Widl, E.: Der Schutz von ferngespeisten Zwischenverstärkern für Klein-Koaxialpaare gegen Überspannungen. ETZ-B 20 (1968) H. 22

[13] Schutz gegen Überspannungen in Telefonieleitungen. Ericsson Review 42 (1965) H. 1, S. 2

Suche: Teleskopantennenmast mit Kurbel;
Antennentestgerät SO 86; TAV 2001; abstimmbaren Mehrbereichsverstärker, Mini 2003; Stereoweiche SW 1, SK III, auch defekte Geräte.
Zuschr. an **2197 DEWAG, 9010 Karl-Marx-Stadt,** PSF 215

Verkaufe **Zweikanal-12-MHz-Laboroszillograf Typ OG 2-23**
neuwertig, 10-cm-Röhre
Präz.-Überlagerungsfrequenzmesser Typ 3010
Bestzustand, mit Quarz i. Thermostat,
Messung mit Oberwellenüberlagerung bis 1 000 MHz
Beide Geräte techn. Dokum. vorh. (unverb. anfordern)
Zuschr. an **Fil 154 958 DEWAG, 1054 Berlin**

Spannungs-Frequenzwandler

Ing. HARRO KÜHNE

Der nachstehend beschriebene Spannungs-Frequenzwandler verarbeitet Eingangsgleichspannungen von —2...+2 V. Die Polaritätsumschaltung erfolgt automatisch, wobei die Polarität der anliegenden Gleichspannung von Lumineszenzdioden angezeigt werden kann. Das Ausgangssignal des Umsetzers ist eine TTL-gerechte Rechteckspannung, deren Frequenz der anliegenden Gleichspannung proportional ist. Die Umsetzerkonstante beträgt $f_a/U_e = 10$ kHz/V.

In der Industrie und auch im Amateurbereich werden zunehmend elektrische Signale digital verarbeitet und angezeigt. Seit langem eingeführt und am weitesten verbreitet sind digitale Frequenzmesser, die zweckmäßigerweise auch für die Messung anderer elektrischer Größen herangezogen werden sollten. Voraussetzung dafür sind geeignete Umsetzer, die die vorhandene elektrische Meßgröße in eine Rechteckspannung umsetzen, deren Frequenz der Meßgröße proportional ist. Für die praktische Anwendung eines derartigen Umsetzers ist es wünschenswert, daß dieser unabhängig von dem nachzuschaltenden Frequenzmesser arbeitet. In diesem Fall sind nämlich keine Eingriffe in den vorhandenen Frequenzmesser erforderlich, so daß der Umsetzer mit digitalen Frequenzmessern unterschiedlicher Konstruktion zusammenarbeiten kann.

Der im folgenden vorgestellte Spannungs-Frequenzwandler verarbeitet Gleichspannungen beliebiger Polarität innerhalb des Spannungsbereiches von —2...+2 V. Die genannten Endwerte können noch um etwa 20 % überschritten werden, ohne daß sich die Linearität des Umsetzers verschlechtert. Die Ausgangsgröße des Umsetzers ist eine Rechteckspannung, deren Frequenz der anliegenden Eingangsgleichspannung proportional ist. Die Amplitudenwerte der Rechteckspannung entsprechen den üblichen TTL-Sigalen. Die Parameter der Schaltung ergeben eine Umsetzkonstante von $f_a/U_e = 10$ kHz/V. Daraus folgt, daß z. B. bei einer anliegenden Gleichspannung von $U_e = 1{,}5$ V die am Ausgang liegende Rechteckspannung eine Frequenz von $f_a = 15$ kHz besitzt. Verwendet man einen Frequenzmesser mit einer Torzeit von $t = 0{,}1$ s, so erscheint auf der digitalen Anzeige der Ziffernwert 1500. Die anliegende Gleichspannung am Umsetzereingang kann also auf 1 mV genau abgelesen werden. Diese Auflösung reicht für viele Meßaufgaben der Industrie und der Amateure aus. Es ist nicht sinnvoll, die Auflösung durch Verlängerung der Toröffnungszeit des Frequenzmessers auf z. B. $t = 1$ s zu steigern, weil dann die Unsicherheit der letzten Stelle durch die mögliche Drift des Umsetzers und vor allem dessen endliche Linearität zu groß werden kann. Außerdem muß bei einer Torzeit von $t = 1$ s der benutzte Frequenzmesser über einen Zwischenspeicher verfügen, damit ständig ein Meßwert ablesbar ist. Die Torzeit von $t = 0{,}1$ s erlaubt dagegen einen Verzicht auf den Zwischenspeicher, weil das Verhältnis von Ablesezeit zur Meßzeit hinreichend groß ist. Die Linearität des Umsetzers ist innerhalb des oben abgegebenen Bereiches der Eingangsspannung besser als 0,05 %.

Prinzipielle Wirkungsweise

Anhand des im Bild 1 dargestellten Blockschaltbildes soll die prinzipielle Wirkungsweise des Spannungs-Frequenzwandlers näher beschrieben werden.

Der Wandler gliedert sich im wesentlichen in die Baugruppen Integrator, zwei Trigger, einen monostabilen Multivibrator und ein RS-Flip-Flop. Zusätzlich sind noch eine positive und eine negative Referenzspannung notwendig. Zur Beschreibung des Zusammenwirkens der obengenannten Baugruppen soll zunächst angenommen werden, daß sich der monostabile Multivibrator in seiner Ruhelage befindet. Der von diesem Multivibrator gesteuerte Schalter S_1 ist dann offen. Die Lage des RS-Flip-Flops, das den Schalter S_2 steuert, kann beliebig sein. Liegt jetzt an dem Eingang des Spannungs-Frequenzumsetzers eine z. B. positive Gleichspannung, so fließt in den Summationspunkt des Integrators ein Gleichstrom, dessen Größe von der Eingangsspannung und dem Wert des Widerstandes R_1 abhängig ist. Dieser Eingangsstrom ist zeitlich konstant, so daß die Ausgangsspannung des Integrators zeitlinear in negativer Richtung absinkt. Am Ausgang des Integrators liegen zwei Triggerschaltungen, die so dimensioniert wurden, daß der Trigger I anspricht, wenn die Ausgangsspannung des Integrators einen bestimmten positiven Spannungswert erreicht. Der Trigger II schaltet dagegen, wenn die Integratorausgangsspannung einen festgelegten negativen Spannungspegel unterschreitet. Beide Trigger steuern von ihrem Ausgang den monostabilen Multivibrator, der immer dann in seinen nichtstabilen Zustand umschaltet, wenn einer der beiden Trigger anspricht. Weiterhin steuern die Triggerausgangssignale das RS-Flip-Flop, das seinerseits den Umschalter für die Referenzspannungen betätigt.

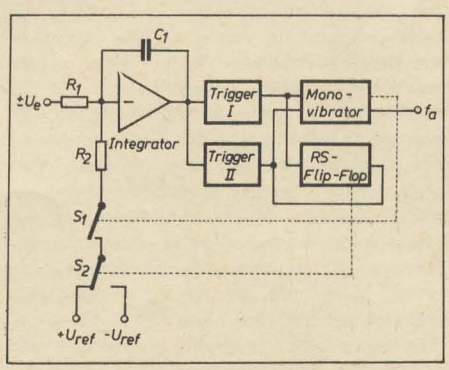


Bild 1: Funktionsprinzip des Spannungs-Frequenzumsetzers

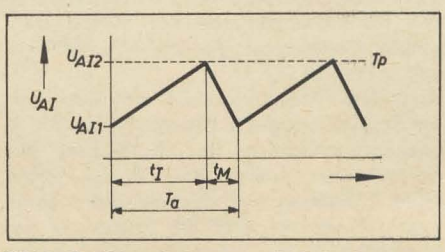


Bild 2: Zeitlicher Spannungsverlauf der Integratorausgangsspannung bei negativer Eingangsspannung

Ist nun die Ausgangsspannung des Integrators so weit in negative Richtung abgesunken, daß der Trigger II anspricht, so stellt dieser das RS-Flip-Flop in eine solche Lage, in der der Mittenkontakt von S_2 mit der negativen Referenzspannung verbunden ist. Gleichzeitig kippt der monostabile Multivibrator in seinen instabilen Zustand um und schließt für die Dauer seiner Kippzeit den Schalter S_1. Jetzt fließt in den Summationspunkt des Integrators über R_2 ein zusätzlicher Strom, dessen Richtung dem durch R_1 fließenden Strom entgegengesetzt ist und dessen Betrag größer ist als der des durch R_1 fließenden Stromes. Als Folge davon steigt nun die Spannung am Ausgang des Integrators in positiver Richtung so lange an, wie sich der monostabile Multivibrator in seiner Arbeitslage befindet. Kippt dieser schließlich nach der Zeit t_M in seine Ruhelage zurück, öffnet S_1, und die Ausgangsspannung des Integrators bewegt sich wieder so lange in negativer Richtung, bis erneut der Trigger II anspricht. Die beschriebenen Vorgänge beginnen dann von vorn.

Das Ergebnis dieser Arbeitsweise ist eine Rechteckspannung am Ausgang des monostabilen Multivibrators, deren Frequenz der Eingangsgleichspannung proportional ist. Wichtig für eine korrekte Arbeitsweise des Umsetzers ist, daß die Ausgangsspannung des Integrators während der Einschaltzeit des monostabilen Multivibrators nicht so weit in positiver Richtung ansteigen darf (bei negativer Eingangsspannung), daß der Trigger I anspricht. Diese Bedingung ist leicht durch eine entsprechende Wahl der Umschaltspannungen für die Trigger I und II zu sichern.

Liegt am Eingang des Umsetzers eine negative Spannung, so steigt die Integratorausgangsspannung zeitlinear in positiver Richtung so lange an, bis der Trigger I anspricht. Dieser schaltet dann das RS-Flip-Flop um, so daß die positive Referenzspannung am Mittenkontakt von S_2 anliegt. Gleichzeitig triggert der Ausgang des Triggers I wieder den Monovibrator, der seinerseits für die Kippdauer den Schalter S_1 schließt. Der dabei in den Summationspunkt fließende Strom sorgt dafür, daß die Ausgangsspannung des Integrators so lange in negativer Richtung absinkt, bis der monostabile Multivibrator wieder seine Ruhelage einnimmt. Die Ausgangsspannung des Integrators steigt dann erneut in positiver Richtung usw. Zusammenfassend kann also festgestellt werden, daß an dem Ausgang des monostabilen Multivibrators eine Rechteckspannung anliegt, deren Frequenz der Eingangsgleichspannung des In-

tegrators proportional ist. Weiterhin kann aus der Stellung des RS-Flip-Flops auf die Polarität der Eingangsspannung geschlossen werden.

Dimensionierung

Mit der folgenden Ableitung soll bewiesen werden, daß die Frequenz f_a der Rechteckspannung am Ausgang des Umsetzers tatsächlich linear von der anliegenden Eingangsgleichspannung U_e abhängig ist. Für die Ausgangsspannung U_{AI} des Integrators gilt allgemein die Beziehung

$$I_s = -C_1 \frac{dU_{AI}}{dt} \qquad (1)$$

I_s = in den Summationspunkt des Integrators fließender Strom

In der hier benutzten Schaltung sind entsprechend Bild 2 zwei Zeitabschnitte zu unterscheiden. Zunächst ist während der Integrationszeit t_I der Schalter S_1 offen, und in den Summationspunkt des Integrators fließt nur der von der Eingangsspannung U_e und dem Widerstand R_1 bestimmte Strom. In diesem Fall gilt

$$\frac{U_e}{R_1} = -C_1 \frac{dU_{AI}}{dt} \qquad (2)$$

Ist die Eingangsspannung konstant, folgt aus Gl. (2)

$$\int_0^{t_I} \frac{U_e}{R_1}\,dt = -C_1 \int_{U_{AI1}}^{U_{AI2}} dU_{AI}$$

U_{AI1}, U_{AI2} = Spannungen am Integratorausgang zu Beginn bzw. am Ende der Integration während t_I

Die Lösung der beiden Integrale liefert schließlich für t_I:

$$t_I = \frac{R_1}{U_e} C_1 (U_{AI1} - U_{AI2}) \qquad (3)$$

Während der Integration zur t_M ist der Widerstand R_2 über die beiden Schalter S_1 und S_2 mit der positiven Referenzspannung verbunden. Für diesen Zeitraum gilt deshalb die Beziehung

$$\frac{U_e}{R_1} + \frac{U_{ref}}{R_2} = -C_1 \frac{dU_{AI}}{dt} \qquad (4)$$

Aus Gl. (4) folgt nach Integration auf beiden Seiten der Gleichung

$$\int_{t_I}^{t_I+t_M} \left(\frac{U_e}{R_1} + \frac{U_{ref}}{R_2}\right) dt = -C_1 \int_{U_{AI2}}^{U_{AI1}} dU_{AI}$$

$$t_M \left(\frac{U_e}{R_1} + \frac{U_{ref}}{R_2}\right) = -C_1 (U_{AI1} - U_{AI2}) \qquad (5)$$

Wird der rechte Ausdruck der Gl. (5) in die Gl. (3) eingesetzt, so ergibt sich

$$t_I = -t_M \frac{t_M U_{ref} R_1}{R_2 U_e}$$

Für die Frequenz f_a der Rechteckspannung am Ausgang des Spannungs-Frequenzumsetzers gilt

$$f_a = \frac{1}{T_a} = \frac{1}{t_I + t_M} \qquad (6)$$

Damit ergibt sich schließlich die gesuchte Beziehung zwischen der Eingangsspannung U_e und der Frequenz f_a der vom Umsetzer abgegebenen Rechteckspannung:

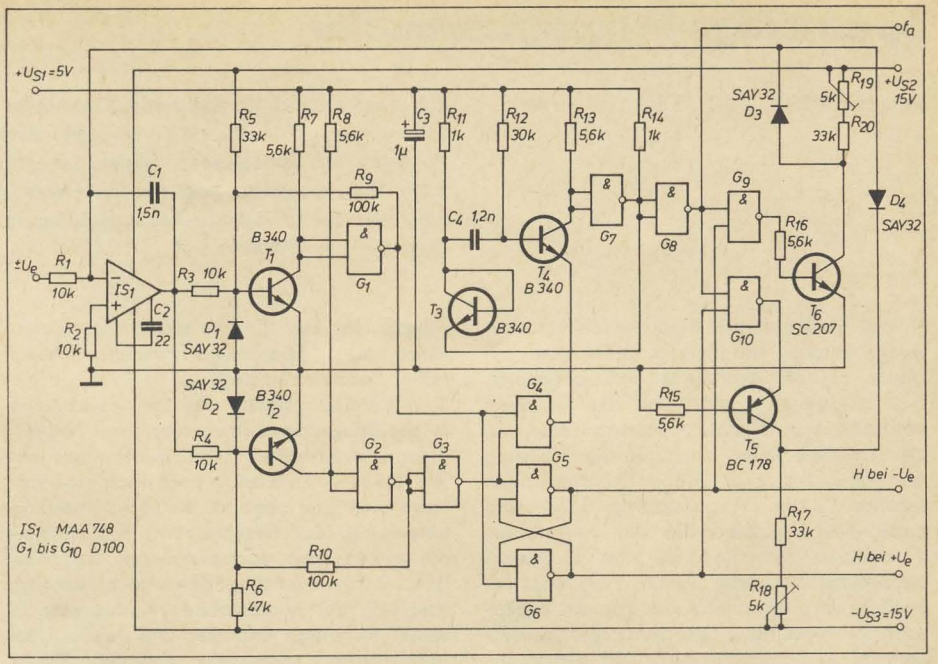


Bild 3: Schaltung des Spannungs-Frequenzumsetzers

$$f_a = -\frac{R_2 U_e}{t_M U_{ref} R_1} \qquad (7)$$

Da die Frequenz f_a stets positiv sein muß, besagt das Minuszeichen vor Gl. (7), daß die zu messende Spannung und die Referenzspannung unterschiedliche Vorzeichen aufweisen müssen. Diese Tatsache folgte auch schon aus der Funktionsbeschreibung des Umsetzers.

Gl. (7) zeigt, daß die Frequenz f_a neben der Eingangsspannung noch von R_1, R_2, U_{ref} und t_M abhängig ist. Die Konstanz dieser Größen bestimmt deshalb die Stabilität des Umsetzers wesentlich. Aus diesem Grund sollten für R_1 und R_2 Metallschichtwiderstände mit geringem Temperaturkoeffizienten verwendet werden. Die positive und negative Referenzspannung muß stabil gegenüber Änderungen der Speisespannung und der Umgebungstemperatur sein. Bei geringen Ansprüchen können zur Erzeugung der Referenzspannungen Z-Dioden mit einer Z-Spannung von etwa 6 V eingesetzt werden. Diese Dioden haben einen relativ geringen Temperaturkoeffizienten. Zur Sicherung einer geringen Abhängigkeit der Referenzspannung von der Speisespannung der Z-Dioden sollten die üblichen Vorwiderstände durch Konstantstromquellen ersetzt werden. Noch vorteilhafter ist es, wenn spezielle Schaltkreise die Referenzspannungen erzeugen. Ökonomisch günstig ist es, wenn die erforderlichen Referenzspannungen aus den ohnehin für den Operationsverstärker notwendigen positiven und negativen Speisespannungen abgeleitet oder diese als Referenzspannungen genutzt werden. Diese Speisespannungen müssen dann allerdings hinreichend stabil sein, so daß für diese Aufgabe der Einsatz integrierter Spannungsregler vom Typ MAA 723 unumgänglich ist.

Besondere Aufmerksamkeit erfordert auch die Stabilisierung der Zeit t_M. Diese Zeit ist bekanntlich gleich der Kippdauer des monostabilen Multivibrators. In der praktischen Schaltung muß deshalb dafür Sorge getragen werden, daß die Kippdauer des Monovibrators weitgehend unabhängig von möglichen Änderungen der Speisespannung und der Umgebungstemperatur dieser Baugruppe ist. Voraussetzung dafür sind einmal entsprechend hochwertige Bauelemente für das kippdauerbestimmende RC-Glied (Kunstfolienkondensator und Metallschichtwiderstand). Weiterhin ist eine Temperaturkompensation der Basis-Emitterschwellspannung des Transistors erforderlich, an dessen Basis das Zeitglied angeschlossen ist. Auf dieses Problem wird weiter unten bei der Beschreibung der praktischen Schaltung noch näher eingegangen.

Die Versorgungsspannung des monostabilen Multivibrators muß stabilisiert sein, damit Speisespannungseinflüsse auf die Kippdauer weitgehend unterbunden werden. Sehr günstig ist es, wenn für die Baugruppe Monovibrator spezielle integrierte Schaltkreise, wie z. B. der Timer NE 555 oder der monostabile Multivibrator der TTL-Reihe SN 74121 verwendet werden können. Diese Bausteine sind intern so aufgebaut, daß sich Änderungen der Umgebungstemperatur nur geringfügig auf die Kippzeit auswirken.

Bemerkenswert ist schließlich noch, daß der Kondensator C_1 in der Gl. (7) nicht mehr enthalten ist. Für diesen Kondensator wird nur eine Kurzzeitstabilität gefordert, d. h., C_1 darf seinen Wert während einer Meßperiode nicht ändern. Diese Tatsache ist ein besonderer Vorteil der hier beschriebenen Schaltung. Allerdings bestimmt der Wert von C_1 die Größe der Spannungsänderung ΔU_{AI} am Ausgang des als Integrator verwendeten Operationsverstärkers. Diese Spannungsänderung ist nicht konstant. Der Wert ΔU_{AI} verringert sich mit zunehmender Eingangsspannung. Die größte Spannungsänderung ΔU_{AI} tritt dann auf, wenn die Eingangsspannung $U_e \approx 0$ V anliegt. In diesem Fall gilt

$$\Delta U_{AI\,max} = \frac{t_M U_{ref}}{R_2 C_1} \qquad (8)$$

Diese Gleichung gilt unter der Voraussetzung, daß die Dimensionierungsvorschrift [Gl. (10)] eingehalten wird und keine Überschreitung des Meßbereiches vorliegt. Werden beide Seiten der Gl. (8) durch t_M

dividiert, so ergibt sich der Wert für die maximale Spannungsanstiegsgeschwindigkeit dU_{AI}/dt, für die der Operationsverstärker noch geeignet sein muß:

$$\frac{\Delta U_{AI\,max}}{t_M} = \frac{U_{ref}}{R_2 C_1} \qquad (9)$$

Bei der Dimensionierung wird zunächst ein praktikabler Wert für $U_{AI\,max} = 2...6$ V bei $U_e = 0$ V vorgegeben. Weiterhin wird festgelegt, daß an den oberen Grenzen des Meßbereiches die Zeiten für t_I und t_M gleich sein sollen, so daß gilt:

$$t_I = t_M = \frac{T_a}{2} \qquad (10)$$

Mit den ebenfalls vorgegebenen Referenzspannungen und den Gln. (1) bis (8) können dann die Werte für R_1, R_2 und C_1 errechnet werden. Damit die beiden Trigger mit Sicherheit nie gleichzeitig ansprechen, dimensioniert man diese so, daß sich deren Ansprechspannungen um den Betrag (1,5 bis 2)$\Delta U_{AI\,max}$ unterscheiden. Diese Dimensionierung schließt mit Sicherheit ein gleichzeitiges Ansprechen beider Trigger innerhalb des vorgegebenen Arbeitsbereiches aus.

Realisierte Schaltung

Nach Erläuterung der prinzipiellen Arbeitsweise und der mathematischen Beschreibung des Spannungs-Frequenzumsetzers soll nun die im Bild 3 vorgestellte, praktisch realisierte Schaltung etwas näher beschrieben werden.

Für die korrekte Funktion dieses Umsetzers ist es notwendig, daß dieser von einer Signalquelle mit einem geringen Innenwiderstand gespeist wird. Das ist deshalb erforderlich, weil der Innenwiderstand der Signalquelle den Widerstand R_1 im Bild 1 vergrößert. Ändert sich der Innenwiderstand, so verschiebt sich in entsprechendem Maße auch die Eichung des Umsetzers. Deshalb ist vor den Spannungs-Frequenzumsetzer ein Impedanzwandler zu schalten. Dieser kann dabei gleichzeitig Vorverstärker für zu geringe Meßspannungen sein. Geeignete Schaltungen für solche Vorverstärker sind in der Literatur schon oft beschrieben worden, so daß hier darauf verzichtet werden kann. Weiterhin besitzt der Umsetzer keine Einstellmöglichkeit zur Korrektur des Nullpunktes. Diese Korrektur wurde ebenfalls mit dem Vorverstärker vorgenommen.

Der im Bild 3 gezeigte Spannungs-Frequenzumsetzer benutzt zur Realisierung des besprochenen Schaltungsprinzips ausschließlich handelsübliche Bauelemente und zeichnet sich durch einfachen und übersichtlichen Aufbau aus. Für den Integrator wurde die IS MAA 748 verwendet. Dieser Schaltkreis erfordert eine Kompensation des Frequenzganges mit einer externen Kapazität, die bei dem Betrieb als Integrator normalerweise $C_2 = 30$ pF betragen soll. Es ist aber zulässig, diese Kapazität individuell zu verringern, um die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit des Operationsverstärkers MAA 748 zu vergrößern. Im Erprobungsmuster konnte die Kompensationskapazität bis auf 22 pF verkleinert werden, ohne daß eine Schwingneigung des Integrators beobachtet wurde.

Dem Integrator folgen zwei Stromtrigger, die mit den Bauelementen T_1 und G_1 bzw. T_2, G_2 und G_3 verwirklicht wurden. Bei einer Ausgangsspannung des Integrators $U_{AI} \approx 0$ V sorgt der durch den Widerstand R_5 fließende Strom dafür, daß der Transistor T_1 leitet. Der Trigger mit T_1 und G_1 ist eingeschaltet, und der Ausgang des Gatters G_1 führt H-Pegel. In gleicher Weise sperrt der durch den Widerstand R_6 fließende Strom den Transistor T_2. Der Trigger mit T_2, G_2 und G_3 ist deshalb ausgeschaltet. Am Ausgang des Gatters G_3 liegt ebenfalls H-Potential. Die Ausgänge der Gatter G_1 und G_3 steuern einmal das Gatter G_4, das den monostabilen Multivibrator (T_3, T_4 und G_7) triggert, und zum anderen das Polaritäts-RS-Flip-Flop mit den Gattern G_5 und G_6. Die genannten Pegel an den Ausgängen der Gatter G_1 und G_3 sorgen für eine Abtrennung des RS-Flip-Flops und für L-Potential am Ausgang des Gatters G_4. Bei diesem Pegel am Ausgang von G_4 befindet sich der Monovibrator in seiner Ruhelage. Der Transistor T_4 leitet dann, und der Ausgang des Gatters G_7 führt H-Pegel. Der Kondensator C_4 ist aufgeladen. Innerhalb dieses Schaltzustandes führen die beiden Ausgänge der Gatter G_9 und G_{10} gleichfalls H-Potential. Dieser Pegel steuert die Transistoren T_5 und T_6 in den leitenden Zustand. Dadurch sperren die Dioden D_3 und D_4, und es kann kein Referenzstrom über die Widerstände R_{19} und R_{20} bzw. R_{17} und R_{18} in den Summationspunkt des Integrators fließen. Mit den Bauelementen G_9, G_{10}, T_5, T_6, D_3 und D_4 werden also die Schalter S_1 und S_2 des Bildes 1 verwirklicht. Anstelle des Widerstandes R_2 (vgl. Bild 1) wirken in der praktischen Schaltung zwei Widerstandsreihenschaltungen, die an den als Referenzspannungen benutzten Speisespannungen U_{S2} und $-U_{S3}$ liegen. Um eine ausreichende Genauigkeit und Stabilität der Schaltung zu sichern, müssen diese Speisespannungen unbedingt mit Hilfe integrierter Spannungsregler stabilisiert werden.

Liegt jetzt am Eingang des Spannungs-Frequenzumsetzers z. B. eine negative Gleichspannung, so führt das zu einem Ansteigen der Ausgangsspannung des Integrators in Richtung positiver Ausgangsspannung. Am Schaltzustand des Transistors T_1 ändert sich dabei nichts, da dieses Bauelement schon leitend ist. Erreicht der Pegel am Ausgang von IS_1 den Wert von $U_{AI} \approx 4$ V, so geht der vorher gesperrte Transistor T_2 in den leitenden Zustand über, und die Spannung am Ausgang des Gatters G_2 bewegt sich in Richtung H-Pegel. Der Widerstand R_{10} sorgt für eine positive Rückkopplung, die das Umschalten des Stromtriggers beschleunigt. Der nach diesem Vorgang am Ausgang von G_3 liegende L-Pegel setzt den Ausgang des Gatters G_5 auf H-Potential, was als Indiz für eine negative Eingangsspannung auswertbar ist. Gleichzeitig sorgt das L-Potential am Eingang von G_4 für H-Pegel am Ausgang dieses Gatters. Dadurch sperrt aber der Transistor T_4 des monostabilen Multivibrators, der deshalb in seine monostabile Phase umschaltet. Der Ausgang des Gatters G_7 liegt innerhalb der Kippdauer des monostabilen Multivibrators auf L-Potential. Innerhalb dieser Zeit erfolgt die Umladung des zeitbestimmenden Kondensators C_4 über den Widerstand R_{12}. Die Kippdauer t_M betrug bei dem Erprobungsmuster $t_M = 25\ \mu s$. Sie kann mit der folgenden Gleichung errechnet werden:

$$t_M = \ln 2\, R_{12}\, C_4 \qquad (11)$$

Der als Diode geschaltete Transistor T_3 dient zur Kompensation der Drift der temperaturabhängigen Basis-Emitterspannung des Transistors T_4.

Der Ausgang des Gatters G_6 führt L-Pegel, so daß der Transistor T_5 weiterhin durch das Gatter G_{10} in leitendem Zustand gehalten wird. Im Gegensatz dazu führen innerhalb der Kippzeit t_M die beiden Eingänge des Gatters G_9 H-Potential, der Transistor T_6 sperrt deshalb, und über die Diode D_3 fließt ein positiv gerichteter Referenzstrom in den Summationspunkt des Integrators. Dieser Strom sorgt für ein Absinken der Ausgangsspannung des Integrators. Die Hysterese der Stromtrigger betrug etwa $U_{hys} = 0{,}4$ V. Der Stromtrigger schaltet deshalb kurze Zeit nach dem Triggern des monostabilen Multivibrators wieder in seine Ausgangslage zurück, s. Oszillogramme im Bild 4. Der Abfall der Ausgangsspannung des Integrators endet dann, wenn der monostabile Multivibrator nach Ablauf des Umladevorganges in seine Ruhelage zurückschaltet. Der Transistor T_6 leitet dann den Referenzstrom wieder nach Massepotential ab. Die Diode D_3 sperrt, und ein neuer Zyklus kann mit dem Ansteigen der Ausgangsspannung des Integrators beginnen.

Bei dem Erprobungsmuster wirken die Dioden D_3 und D_4 als Schalter für die Referenzströme. Die Flußspannungen dieser Dioden sind temperaturabhängig und beeinflussen

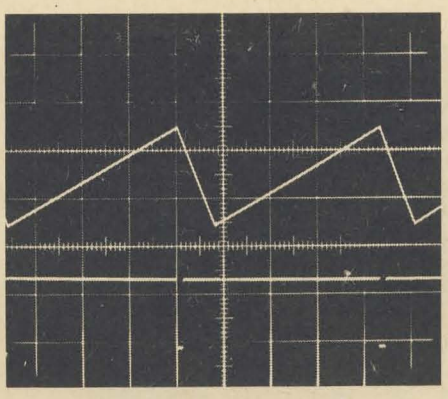


Bild 4: Oszillogramme zu Bild 3. Oben: Ausgangsspannung des Integrators (Maßstab: 2,5 V/RE); unten: Impulse am Ausgang des Gatters G_3 (Maßstab: 2,5 V/RE)

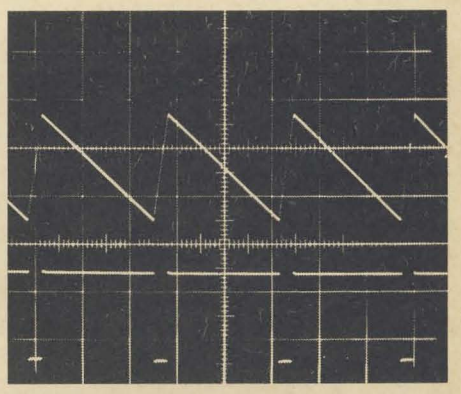


Bild 5: Oszillogramme zu Bild 3. Oben: Ausgangsspannung des Integrators (Maßstab: 2,5 V/RE); unten: Impulse am Ausgang des Gatters G_{10} (Maßstab: 2,5 V/RE)

deshalb die Temperaturstabilität der Referenzströme. Die temperaturbedingten Änderungen der Flußspannungen von D_3 oder D_4 sind aber, bezogen auf die relativ hohen Referenzspannungen U_{S2} und $-U_{S3}$, relativ gering, so daß in den meisten praktischen Anwendungen diese einfache Schaltungslösung keine wesentlichen Nachteile bringt. In kritischen Anwendungen, besonders dann, wenn für den monostabilen Multivibrator spezielle integrierte Schaltkreise mit hoher Temperaturstabilität eingesetzt werden, sollte man die Reihenschaltungen von R_{19}, R_{20} und R_{17}, R_{18} durch Stromquellen ersetzen. Der Einfluß der Diodenschwellspannungen verschwindet dann.

Positive Eingangsspannungen verursachen ein zeitlineares Absinken der Integratorausgangsspannung in negativer Richtung. T_2 verbleibt im Sperrzustand. Erreicht die Spannung am Ausgang von IS_1 den Wert $-U_{AI} \approx 4$ V, dann sperrt der Transistor T_1, und der Trigger mit T_1 und G_1 schaltet um. Der Ausgang von G_1 springt auf L-Potential und setzt dadurch das RS-Flip-Flop am Ausgang von G_6 auf H-Pegel und triggert den Monovibrator. Während der Kippzeit t_M führen jetzt die beiden Eingänge des Gatters G_{10} H-Potential, so daß der Transistor T_5 in den Sperrzustand übergeht. In den Summationspunkt des Integrators fließt über D_1 der im wesentlichen durch $-U_{S3}$, R_{17} und R_{18} bestimmte, negativ gerichtete Referenzstrom, der, wie Bild 5 zeigt, zum zeitlinearen Ansteigen der Ausgangsspannung von IS_1 in positiver Richtung führt. Nach Ende der monostabilen Phase beginnen die Vorgänge vor vorn.

Die Schaltung erzeugt also eine Rechteckspannung am Ausgang des Gatters G_8, deren Frequenz f_a vom Betrag der Eingangsspannung linear abhängig ist. Über die Polarität gibt der Schaltzustand des RS-Flip-Flops mit den Gattern G_5 und G_6 Auskunft. Der Abgleich des Spannungs-Frequenzumsetzers ist relativ einfach durchzuführen. Man verbindet dazu den Eingang des Umsetzers mit einem geeigneten Vorverstärker, der über eine Nullpunktjustierung verfügen muß. Bei einer Eingangsspannung von $U_e = 0$ V wird nun der Nullpunktregler des Vorverstärkers solange verstellt, bis die Frequenz f_a am Ausgang des Umsetzers etwa den Wert $f_a = 1$ Hz unterschreitet. Anschließend wird dem Vorverstärker eine Eingangsspannung zugeführt, die eine positive Steuerspannung ($U_e = 2$ V) für den Umsetzer erzeugt. Mit R_{18} ist die Frequenz des Wandlers auf den Sollwert von $f_a = 20$ kHz abzugleichen. Anschließend wird die Polarität der Eingangsspannung gewechselt und mit R_{19} der Abgleich bei negativer Eingangsspannung durchgeführt.

Digitaler Rauschgenerator in TTL-Technik

HAGEN JAKUBASCHK

Der in diesem Beitrag beschriebene digitale Rauschgenerator erzeugt eine Rauschspannung, die aus einer statistisch verteilten Zufallsfolge von Rechteckspannungsimpulsen besteht, und ist für Rauschspektren im Bereich von 0 Hz...1 MHz einsetzbar. Durch die Wahl der Taktfrequenz und die Bemessung eines eventuell nachfolgenden Tiefpaßfilters kann die Amplitude der Rauschspannung variiert werden. Hauptsächliche Anwendungsmöglichkeiten liegen in der NF-(Elektroakustik Tricktechnik) und der VLF-Technik.

Für NF-Prüfungen, Trickgeräusch- und Effektzwecke im NF- und Tiefstfrequenz-(VLF-)Bereich wird häufig eine Rauschspannungsquelle benötigt. Bisher wird dazu meist das Eigenrauschen eines Halbleiterbauelementes (Z-Diode, Transistor-Sperrschichtrauschen) ausgenutzt. Dieses Verfahren weist jedoch auf Grund der im mV-Bereich liegenden Primärrauschpegel und der Inkonstanz der für das Rauschen verantwortlichen Halbleiterparameter erhebliche Nachteile auf, wie z. B. die notwendige relativ hohe offsetfreie Nachverstärkung der Rauschspannung, die insbesondere für Tiefstfrequenzverstärker schwierig realisierbar ist, und die ungenügende Langzeitkonstanz der mittleren Rauschamplitude. Außerdem sind eine Exemplarauswahl des als Rauschquelle verwendeten Halbleiterbauelementes und ein Einzelabgleich jedes Generators kaum zu umgehen.

Diese Probleme lassen sich vermeiden, indem das Rauschen als statistisch verteilte Zufallsfolge von Rechteckspannungsimpulsen mit einem digital arbeitenden Pseudo-Zufallsgenerator erzeugt wird. Man erhält dann eine, gegebenenfalls durch Filter leicht nachzubehandelnde, Folge von Rechteckimpulsen konstanter Amplitude, aber statistisch schwankender Impulsbreite und, wenn die Grundtaktfrequenz des Generators genügend hoch gewählt wird, eine hinter einem einfachen Tiefpaßfilter zwischen Null und dem von den Rechteckimpulsen gegebenen Maximalwert statistisch schwankende Amplitude. Das so erzeugte Rauschen ist je nach Generator-Grundtaktfrequenz für alle NF-Anwendungen (z. B. Synthesizer der Musikelektronik) oder für extrem niedrige Frequenzen (Sekundenbereich) geeignet. Geräteabgleich, Halbleiterauswahl und besondere Maßnahmen zur Langzeitstabilisierung entfallen ebenso wie die bisher notwendige Nachverstärkung des Rauschpegels, womit der digitale Rauschgenerator nicht wesentlich aufwendiger wird als Schaltungslösungen nach dem herkömmlichen Prinzip.

Bild 1 zeigt die Gesamtschaltung des digitalen Rauschgenerators. Er besteht aus einer 20teiligen Schieberegisterkette (IS_1, IS_2, IS_3), deren 3. und 20. Speicherstelle ausgangsseitig über ein Ex-OR-Glied (1/2 D 150, IS_4) logisch verknüpft sind. Der Ausgang des oberen Ex-OR-Gliedes führt zum Anfang der Registerkette (serieller Eingang Es der IS_1) zurück, so daß ein geschlossener Ring entsteht. Da die Anordnung nur arbeiten kann, wenn mindestens ein Impuls mit H-Potential in der Kette umläuft, ist beim Anlegen der Betriebsspannung eine Startladeschaltung, die durch G_4 und C_2 gebildet wird, notwendig. Sie sorgt durch H-Pegel am MC-Eingang dafür, daß beim Einschalten für etwa 0,2 s H in den Registerumlauf eingelesen wird (Takteingang T_2 der IS_1 ist aus diesem Grunde offenzulassen oder an H zu legen). Die TTL-Betriebsspannung muß beim Einschalten in einer Zeit von 0,1 s ihren Nominalwert erreichen, anderenfalls ist C_2 zu vergrößern. Der schleichende Betrieb des G_4 ist für diese Anwendung ohne Bedeutung.

Die Registerkette wird von einem einfachen, aus den Gattern G_1 bis G_3 aufgebauten Taktgenerator ständig getaktet. Seine Taktfrequenz ist unkritisch und soll etwa den zehnfachen Wert der höchsten ausgangsseitig benötigten Rauschfrequenz (≙ oberer Frequenzgrenze der Folgegeräte) besitzen. Für NF-Zwecke ist daher eine Taktfrequenz um 150 kHz ausreichend. Sie wird mit C_1 festgelegt und kann für andere Anwendungsmöglichkeiten bis etwa 10 MHz betragen. Die Rauschspannung (statistisch verteilte Impulsfolge) ist bei U_a abnehmbar, wobei R_3 eine konstante Impulsamplitude ($U_{SS} \approx 5$ V) gewährleistet. Weiterhin muß beachtet werden, daß eine zu hoch gewählte Taktfrequenz die am Filterausgang verfügbare Amplitude verrin-

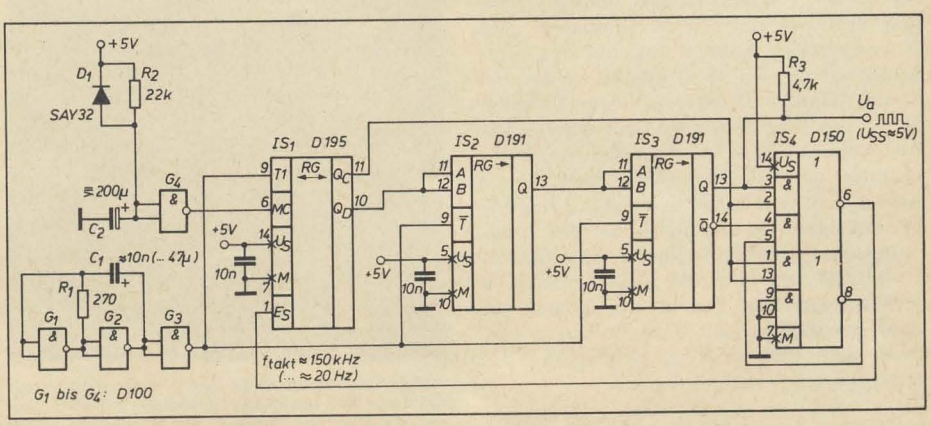


Bild 1: Schaltung des digitalen Rauschgenerators

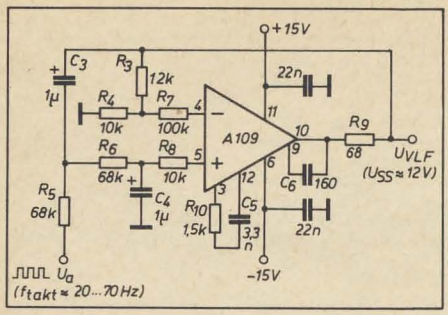


Bild 2: VLF-Tiefpaßfilter (Bereich 0...15 Hz) für den Generator im Bild 1

gert, falls die Rauschspannung anschließend über ein Tiefpaßfilter weitergeleitet wird.

Die Ausgangsspannung U_a tritt als unregelmäßig verteilte H-L-Impulsfolge auf. Hierbei sind maximal $2^n - 1$ Signalkombinationen möglich (n ≙ Zahl der Speicherplätze). Im vorliegenden Fall (n = 20) ergeben sich 1 048 575 Signalkombinationen, wobei sich eine aufgetretene Kombination bei Taktfrequenzen um 150 kHz erst nach etwa 7 s wiederholt. Falls größere Abstände erwünscht sind, kann dies sehr einfach durch Einfügen einer weiteren IS D 191 zwischen IS_2 und IS_3 erreicht werden (n = 28). Die Zahl der möglichen Signalkombinationen beträgt dann 268 435 455, und eine einzelne Kombination wiederholt sich frühestens nach etwa 3 Minuten. Wie das Mustergerät zeigte, ist bereits die Anordnung im Bild 1 mit n = 20 völlig ausreichend, um über den gesamten NF-Bereich ein konstantes weißes Rauschen zu erzeugen. Bei verringerter Taktfrequenz ergibt sich als Ausgangssignal ein für elektroakustische Trickzwecke vorzüglich geeignetes Prasselgeräusch. Man kann daher C_1 je nach Anwendungszweck festlegen (Grenzwerte 100 pF...100 µF), wobei ein Abgleich entfällt.

Zu IS_4 im Bild 1 ist zu bemerken, daß zur optimalen Schaltkreisausnutzung das untere Ex-OR-Glied (Ausgang 8) als einfacher Inverter betrieben wird, um das für den Eingang 5 der IS_4 benötigte negierte Signal zu erhalten. Bei einer andersartigen Aufteilung der Schaltkreisfunktionen kann das untere Ex-OR-Glied daher durch ein beliebiges TTL-Grundgatter ersetzt werden.

Für das Mustergerät bestand neben seinen Anwendungsmöglichkeiten in der NF-Tricktechnik die Aufgabenstellung, für vorhandene thyristorgesteuerte Bühnebeleuchtungsstellwerke einen Flackerlichtgenerator zu realisieren. Derartige Geräte dienen zur Imitation von Bränden und Feuerschein in Bühnendekorationen. Die vorhandenen Scheinwerfer werden im Normalfall in ihrer Helligkeit über Thyristorsteuergeräte mit einer Gleichspannung zwischen 0 und +10 V eingestellt. Der Flackerlichtgenerator muß daher eine in diesem Bereich unregelmäßig schwankende Gleichspannung liefern, wobei unter Berücksichtigung der Trägheit der Scheinwerferlampen und des natürlichen visuellen Eindruckes vorzugsweise sehr tiefe Frequenzen (15 Hz bis weniger als 0,1 Hz!) erforderlich sind. Da die vom Stellwerk einstellbare mittlere Grundhelligkeit konstant bleiben muß, d. h., zusätzliche Offset-Gleichspannungsanteile am Ausgang eines Flackerlichtgenerators sehr stören würden, schied die herkömmliche Aufbereitung normalen Halbleiterrauschens für den hier benötigten VLF-Bereich aus.

Der Generator im Bild 1 erwies sich für diesen Zweck als optimale Lösung, wobei die Taktfrequenz je nach Scheinwerferart und Anwendungsfall zwischen 20 und 70 Hz gewählt wurde. Gegebenenfalls ist eine Umschaltbarkeit von C_1 in zwei bis drei Stufen ausreichend. Dem Ausgang des Rauschgenerators muß in diesem Fall ein Tiefpaßfilter nachgesetzt werden, das gleichzeitig die erforderliche geringe Spannungsverstärkung von $v_u \approx 2{,}5$ bewirkt. Dafür ist ein Tschebyscheff-Filter (s. Bild 2) gut geeignet, das für den hier genannten Anwendungsfall für eine Grenzfrequenz von etwa 15 Hz bemessen wurde. Eine Offsetkompensation des A 109 sowie ein besonderer Abgleich sind in diesem Fall überflüssig. Der in den Bildern 1 und 2 abgebildete, in das Beleuchtungsstellwerk zu integrierende Flackerlichtgenerator eignet sich daher gut für eine Serienfertigung und kann als abgleichfrei austauschbare Steckbaugruppe ausgeführt werden.

Wird der NF-Generator zur Erzeugung von weißem Rauschen benutzt, kann das nachgeschaltete Filter entfallen. Versuche im Rahmen einer größeren Bühnen-Tonstudioanlage ergaben, daß für diesen Zweck die Festlegung $C_1 \approx 10$ nF sowie das Nachschalten eines einfachen RC-Tiefpaßfilters (1 Widerstand, 1 Kondensator, Dämpfungsfaktor −6 dB/Oktave) mit einer Grenzfrequenz von etwa 15 kHz ausreichend sind.

Der bei diesem Generator von vornherein konstant bleibende Rauschpegel erleichtert gegenüber den bis dahin benutzten, konventionell aufgebauten Generatoren sehr das Einpegeln der Übertragungskanäle innerhalb der Studioeinrichtungen.

Abschließend wird auf die Möglichkeit verwiesen, die Schaltung im Bild 1 als Pseudo-Zufallszahlengenerator einzusetzen, indem die verfügbaren Q-Ausgänge der IS_1 bis IS_3 parallel abgegriffen und als BCD-kodierte Tetrade aufgefaßt werden, deren Auswertung beispielsweise mit einem Dekoderschaltkreis D 147 nebst Anzeige VQB 71 geschehen kann. Das Stoppen des Generators in einem zufälligen Zustand ist in diesem Fall leicht über den 2. Eingang des G_3 möglich.

Ruhestromfreier Signalgenerator

Dipl.-Ing. KLAUS SCHLENZIG

In diesen Wochen werden in den Elektronikhandel größere Mengen des Schaltkreises A 910 D gelangen, für dessen ursprünglichen Haupteinsatzzweck inzwischen günstigere Lösungen gefunden wurden. Auf Grund seiner inneren Schaltung bleibt dieses Bauelement bzw. dessen Amateurvariante R 910 D jedoch auch weiterhin interessant.

Es handelt sich praktisch um ein Transistorarray mit zueinander komplementären Transistorelementen, die nur über die Plusleitung – teilweise über Widerstände – bzw. gar nicht miteinander verbunden sind. Das bietet großen Spielraum für seinen Einsatz.

Der im folgenden beschriebene Signalgenerator ist ein Einsatzbeispiel für den Schaltkreis A 910 D, dessen inneres Schaltungsprinzip im Bild 1 dargestellt ist. Die wichtigsten Eigenschaften nach TGL 32 535 sind in den Tafeln 1 bis 3 zusammengestellt.

Schaltungen ohne Ruhestrombedarf, die also ständig auf Bereitschaft an eine Batterie auch kleinerer Kapazität angeschlossen sein können, sind seit Einführung der CMOS-Technik technisch ohne Schwierigkeiten realisierbar. Ihrem Einsatz stehen derzeit höchstens materialtechnische Probleme entgegen. Für derartige Aufgaben hilft der A 910 D eine Lücke zu schließen. Von besonderem Vorteil gegenüber CMOS-Schaltungen ist dabei die relativ hohe Strombelastbarkeit der Ausgangsstufe.

Bekanntlich ist der Grundtyp des Komplementär-Multivibrators für Signalfrequenzen im Blink- und Hörbereich nach Bild 2 zwar bei entsprechender Dimensionierung des Rückkopplungsgliedes R_1C_1 im Sinne eines kleinen Impuls-Pause-Verhältnisses bereits ein sehr ökonomischer Signalgenerator, verglichen etwa mit dem in beiden Zuständen „stromaktiven" symmetrischen Multivibrator. Er ist jedoch bezüglich der Stromverstärkung seiner beiden Transistoren recht toleranzempfindlich – eine Schaltung dieses Typs schwingt also nicht ohne weiteres sicher an; daher wurde die im Bild 2 gestrichelt dargestellte Abgleichmöglichkeit vorgesehen.

Einen Ausweg bringt der Einsatz eines dritten Transistors, s. Bild 3 [1]. Nach Anlegen der Betriebsspannung arbeiten zunächst nur T_1 und T_2 in der gewohnten Verknüpfung, wobei sich über R_L erst eine Spannung aufbaut, ausgelöst durch den über R_2, R_2' nach T_1 fließenden Basisstrom. Sobald die Spannung über R_L den Schwellwert der Basis-Emitterspannung von T_3 überschreitet, zweigt T_3 einen Strom vom Basisstrom für T_1 ab, wodurch T_1, T_2 gesperrt werden. Damit wird aber auch T_3 wieder gesperrt, und der Vorgang wiederholt sich.

Diese Grundschaltung, auf das Transistorangebot der IS A 910 D angewandt, ergibt als eine von mehreren möglichen Varianten die im Bild 4 gezeigte Schaltung. Sie nutzt praktisch alle Transistorelemente des Chips aus, was gleichzeitig zu Funktionserweiterungen sowohl ein- als ausgangsseitig führt. Dieser Generator, dessen Arbeitsfrequenz

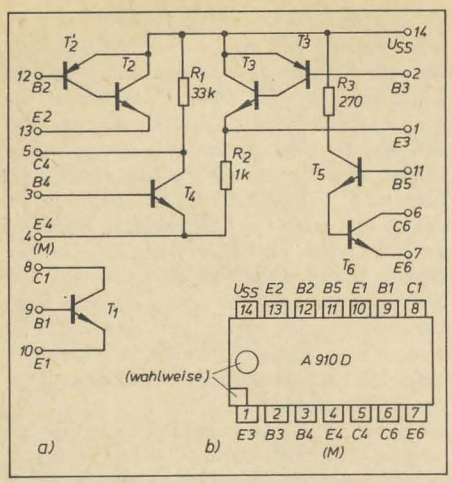


Bild 1: a) Prinzip der Innenschaltung der IS A 910 D; b) Anschlußbelegung

Tafel 1: Betriebsbedingungen der IS A 910 D nach TGL 32 535 (Dezember 1977)

Betriebsspannung U_S	2,8...5,6 V
Nennwert	4,0 V
Betriebstemperaturbereich ϑ_a	−10...+55 °C

Tafel 2: Ausgewählte Kenngrößen der IS A 910 D

Transistorelement 1	$h_{21E\,min} = 50$ bei $I_E = 3$ mA, $U_{CE} = 3$ V $U_{CEsat} \leqq 0{,}5$ V bei $I_C = 10$ mA, $I_B = 1$ mA $U_{CEO(BR)min} = 6$ V bei $I_C = 100\ \mu$A
Transistorkombination 2(3)	$h_{21E\,min} = 50$ bei $I_B = 20\ \mu$A, $U_{CE} = 3$ V $U_{CEsat} \leqq 1{,}2$ V bei $I_C = 3$ mA, $I_B = 0{,}2$ mA $U_{CEO(BR)min} = 6$ V bei $I_C = 100\ \mu$A
Transistorelement 4	$h_{21E} = 30$ bis 180 bei $I_E = 120\ \mu$A, $U_{CE} = 0{,}8$ V $U_{CEsat} \leqq 0{,}5$ V bei $I_C = 10$ mA, $I_B = 1$ mA
Transistorkombination 5(6)	$h_{21E\,min} = 900$ zwischen $I_{E6} = 1...100$ mA, $U_{CE6} = 0{,}4$ V $U_{CEsat} \leqq 0{,}4$ V bei $I_{C6} = 100$ mA, $I_B = 0{,}5$ mA, $U_{SS} = 2{,}8$ V, $R_1 = 110\ \Omega$ $U_{CEO(BR)min} = 6$ V bei $I_{C6} = 100\ \mu$A
Widerstandselemente	$R_1 = 21...39$ kΩ bei $I_R = 0{,}1$ mA $R_2 = 0{,}7...1{,}3$ kΩ bei $I_R = 1$ mA, $U_{SS} = 3$ V
mittlerer Temperaturkoeffizient	$T^K_{(R)} = 2{,}5 \cdot 10^{-3}$/K bei $I_{R1} = 0{,}1$ mA bzw. $I_{R2} = 1$ mA

Tafel 3: Grenzkennwerte

U_{SS}	= 0...6 V
U_{CE}	= 6 V
I_{C1}	= 20 mA
I_{B1}	= 15 mA
I_{C2}, I_{C3}	= 40 mA
I_{B2}, I_{B3}	= 20 mA
I_{C4}	= 20 mA
I_{B4}	= 15 mA
I_{C6}	= 200 mA
I_{B5}	= 20 mA
P_V	= 300 mW
ϑ_S	= −40...+125 °C

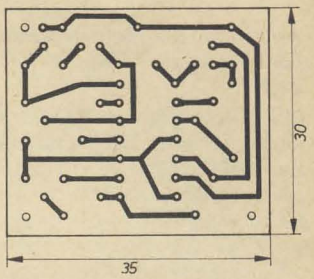


Bild 5: Leiterbild zur Schaltung nach Bild 4

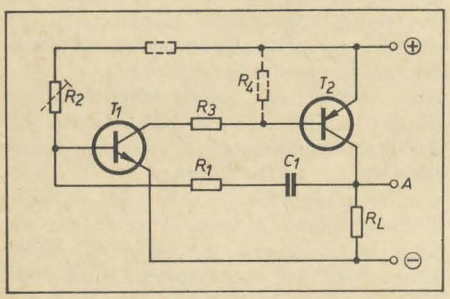


Bild 2: Üblicher Komplementär-Multivibrator (toleranzempfindlich)

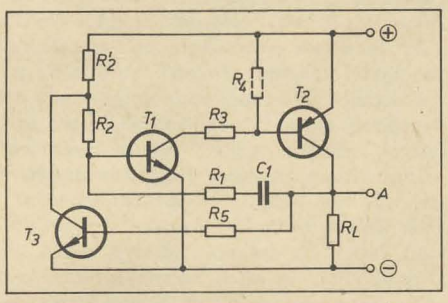


Bild 3: Toleranzunempfindlicher Komplementär-Multivibrator

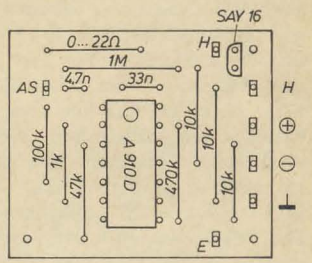


Bild 6: Bestückungsplan des Generators (Beispiel: Tonfrequenz; Rückkoppelglied in weiten Grenzen veränderbar)

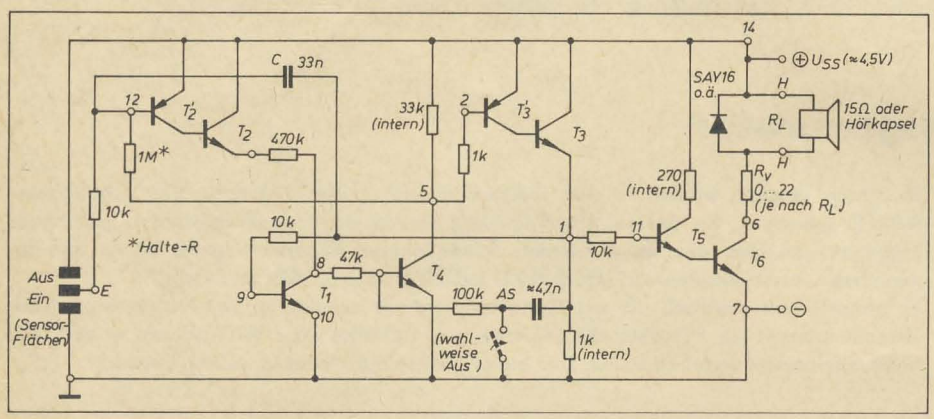


Bild 4: Ruhestromfreier Signalgenerator mit hochohmigem Start-Stopp-Eingang und Leistungsausgang ($I_{max} \approx 200$ mA), Arbeitsbereich 2,8...5,6 V (zur besseren Übersicht mit Innenschaltung dargestellt)

durch entsprechende Wahl des Rückkopplungskondensators in weiten Grenzen variiert werden kann, hat zwei Besonderheiten: Zum einen geht die Ausgangsbelastung so gut wie nicht in die Eigenschaften des Generatorteiles ein. Die Strombelastbarkeit des Ausgangs von 200 mA bietet dabei zahlreiche Anwendungsmöglichkeiten. Für eine maximale Betriebsspannung von 5,6 V – es ist also sowohl die TTL-Versorgungsspannung als auch eine Flachbatterie u. ä. geeignet – ergibt sich $R_{L\,min}$ zu 28 Ω. Bei Einsatz eines 15-Ω-Lautsprechers z. B. sind also bei 5 V etwa 15 Ω Vorwiderstand sinnvoll, bei Lampenlast sollte man bei der R_V-Dimensionierung vom Lampen-Kaltwiderstandswert ausgehen. Zum anderen bot sich für einen solchen Generator – eingesetzt z. B. in Überwachungssystemen vielfältiger Art – von den Schaltkreiselementen her die interessante Möglichkeit des ruhestromfreien Betriebes. Dazu wird die Transistorkombination T_2, T_2' eingesetzt. Hochohmiger Eingang der Gesamtschaltung ist damit der Anschluß 12. Gesteuert wird von Masse her. Damit lassen sich je nach Aufgabenstellung z. B. Fotowiderstände, möglichst hochohmige Heißleiter-Widerstandskombinationen oder auch einfache Sensorelektroden bzw. auch ein Arbeitskontakt anschließen.

Die Schaltung enthält mit dem zwischen Kollektor des npn-Multivibratortransistors und Eingang liegenden 1-MΩ-Widerstand außerdem noch eine Selbsthaltemöglichkeit. Das bedeutet Dauersignal auch bei nur kurzzeitiger externer Aktivierung des Einganges. Wenn das nicht erwünscht ist, wird dieser Widerstand weggelassen. Andererseits bietet sich so aber die weitere interessante Möglichkeit einer Ein-Aus-Steuerung. Infolge der Größe dieses Widerstandes ist sie wiederum auch mit einer Sensorelektrode (hier gegen Plus statt gegen Masse) realisierbar. Das könnte auch einen brauchbaren Einsatzfall für kleine, relativ selten benutzte Beleuchtungseinrichtungen darstellen. Dabei und auch für akustische Signalisierungen bringt die Variante ohne 1 MΩ und mit einem wesentlich über 33 nF vergrößerten, für diesen Effekt zeitbestimmenden Kondensator C noch die Möglichkeit, eine monoflopartige selbsttätige Abschaltung nach der von C bestimmten Zeit zu realisieren.

Es zeigt sich, daß mit dieser Schaltung eine Reihe von Aufgabenstellungen optimal gelöst werden kann. Daher bot sich der Entwurf einer Leiterplatte an; Bild 5 zeigt die Leiterseite, Bild 6 den Bestückungsplan. Wird der erwähnte Vorwiderstand benötigt, ist der entsprechende Leiterzug zu unterbrechen.

Literatur

[1] Netzausfallanzeige für Digitaluhr. Radio-Elektronik-Schau 50 (1974) H. 4, S. 204 und 205

Handbuch der Magnetbandspeichertechnik

Hinweise zu einem Wissensspeicher aus dem VEB Verlag Technik

Dieses Buch von Dr.-Ing. Christian Scholz gibt als Wissensspeicher Auskunft sowohl über allgemeininteressierende als auch über spezielle Fragen der Magnetbandspeichertechnik. Es ist hauptsächlich gedacht für Ingenieure der Nachrichten- und der Datenverarbeitungstechnik sowie für Akustiker. Aber auch fortgeschrittene Amateure, die sich mit den vielfältigen Problemen der Magnetbandaufzeichnung befassen, werden diesem Buch viele nützliche Informationen entnehmen können.
Natürlich wird es auch Leser geben, die sich die Frage stellen, ob es angesichts der raschen Entwicklung neuartiger Informationsspeicher noch sinnvoll ist, ein so umfangreiches Buch über die Magnetbandspeichertechnik herauszugeben.

Neue Massenspeicher kontra Magnetband?

Als Massenspeicher sollen hier hauptsächlich der CCD-Speicher und der Magnetblasenspeicher (magnetic bubbles) genannt werden.
Bekanntlich beruht der Speichervorgang beim CCD-Speicher auf einem inneren Ladungstransport. Beim Magnetbandspeicher werden stabile, zylindrische magnetische Domänen (ZMD) durch entsprechende Magnetfelder innerhalb der magnetischen Schicht bewegt, ähnlich eingeschlossenen Blasen in Flüssigkeiten.
Auf Grund ihrer doch schon relativ großen Speicherkapazität (CCD-Speicher gegenwärtig 64 K bit, künftig 128 K bit, Magnetblasenspeicher gegenwärtig 92 K bit, künftig 256 K bit) und nicht zuletzt wegen der erheblich geringeren Abmessungen und der einfacheren Gestaltung des Speicherprozesses kamen natürlich Diskussionen in Fachkreisen auf, die die Zukunft des Magnetbandes in Frage stellten. Man ist heute jedoch der Auffassung, daß das Magnetband noch im nächsten Jahrzehnt für viele Anwendungszwecke unersetzlich bleiben wird. Dies wurde auch während eines Rundtischgespräches anläßlich des Symposiums „Magnetische Signalspeicherung" bestätigt, das vom 24. bis 27. Oktober 1979 stattfand [1]. Nach einer Umfrage in [2] soll das Magnetband noch bis zur Jahrtausendwende eingesetzt werden.
Es kann also mit großer Sicherheit angenommen werden, daß die heutige Praxis der magnetischen Bandspeicher für die überschaubare Zukunft erhalten bleibt. Die neuen Speicher sind noch kein Ersatz für Bandspeicher, sondern dienen vorrangig als Arbeits- bzw. Zwischenspeicher in den heutigen Rechenanlagen oder werden für neue spezielle Speichermöglichkeiten genutzt.
Bei allen Überlegungen sollte man auch berücksichtigen, daß die Entwicklung des Magnetbandes noch nicht abgeschlossen ist. Man ist bestrebt, besonders die Speicherdichte zu erhöhen. Ein Resultat dieser Bemühungen besteht z. B. darin, eine neue Technologie bei der Herstellung von Magnetbändern anzuwenden, um die Schichtdicke herabzusetzen und damit die Aufzeichnungsdichte zu erhöhen [3]. Der Herstellungsprozeß ähnelt dem von Metallfilmkondensatoren. Das Magnetmaterial wird hierbei ohne Modifizierung auf den Trägerfilm aufgedampft. Mit diesem Verfahren kann die Schichtdicke von 3 μm konventioneller Bänder auf 0,3 μm herabgesetzt werden, was eine zehnfache Aufzeichnungsdichte ergeben würde.
Die Vorteile der Magnetbandaufzeichnung sollen anhand von zwei Beispielen aus den Bereichen Ton- und Bildaufzeichnung anschaulich gezeigt werden.
Für die Aufzeichnung von Ton in digitaler Form würden je Stunde etwa 200 M bit anfallen [4]. Da die Informationsspeicherung bei CCD-Speichern „flüchtig" ist, kämen die Magnetblasenspeicher (64 K bit) in Frage. Das für diese Informationsmenge entsprechende Trägermaterial würde ein Volumen von 0,7 m^3 erfordern, und der Preis gegenüber einer Kompaktkassette würde um das $(4{,}5 \cdot 10^3)$- bis $(11 \cdot 10^3)$fache höher liegen.
Noch kritischer wird das Verhältnis bei der Bildaufzeichnung. Um die zu speichernde Bit-Menge eines Spielfilmes üblicher Länge zu ermitteln, sind die Anzahl der während der 90 Minuten aufzuzeichnenden Bildpunkte und die möglichen Helligkeitsstufen eines dieser Bildpunkte zu berücksichtigen. Da wir mit 25 Bildern je Sekunde rechnen, ergeben sich in 5 400 s (≙ 90 min) $1{,}35 \cdot 10^5$ Vollbilder. Nun hat ein Vollbild $2{,}5 \cdot 10^5$ Bildpunkte, wenn wir die genormten 625 Zeilen und die für eine noch annehmbare Auflösung notwendige Punktanzahl von 400 je Zeile zugrunde legen. Multiplizieren wir nun die während der 5 400 s anfallenden $1{,}35 \cdot 10^5$ Vollbilder mit der Punktanzahl von $2{,}5 \cdot 10^5$ je Vollbild, dann erhalten wir eine Punktanzahl von $3{,}375 \cdot 10^{10}$. Ein Bildpunkt besitzt etwa 256 Helligkeitsstufen [5], was einer Informationsmenge von 8 bit entspricht. Für unseren Spielfilm wäre dann eine Speicherkapazität von $8 \cdot 3{,}375 \cdot 10^{10} = 2{,}7 \cdot 10^{11}$ bit erforderlich.
Für die Speicherung dieser Informationsmenge wären etwa $4 \cdot 10^6$ Chips mit einer Speicherkapazität von je 64 K bit notwendig. Ständen uns die zu erwartenden Chips mit einer Kapazität von 256 K bit zur Verfügung, dann benötigten wir immerhin noch etwa 1 Million Chips.

Das heutige Anwendungsspektrum der Magnetbandspeicher

Die magnetische Speichertechnik ist heute nicht mehr das alleinige Spezialgebiet der Schallkonservierung. Bereits seit längerer Zeit wird sie z. B. zur Speicherung digitaler Signale in elektronischen Datenverarbeitungsanlagen genutzt.
Um einen Eindruck von diesen vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten zu vermitteln, seien nur einige Bereiche genannt. Neben der bekannten Anwendung zur Schall- und Videospeicherung in Heim und Studio wird diese Speichertechnik z. B. in Diktiergeräten, in Meßwertspeichern des Flug- und Verkehrswesens, in der Raumfahrt, aber auch in der Medizin zur Speicherung von Herztönen, Röntgenbildern und Hirnströmen eingesetzt. Erwähnt seien auch die Einsatzmöglichkeiten bei der Maschinensteuerung, bei der Werkzeugherstellung oder bei Buchungsvorgängen.

Zum Inhalt des Handbuches

Obwohl ein Handbuch nicht durchgehend gelesen wird, war der Autor bemüht, den Inhalt im Interesse einer guten Überschaubarkeit im didaktischen Sinne zu gliedern.

Im ersten Abschnitt findet der Leser die Einsatzmöglichkeiten der magnetischen Speicher, um sich danach im zweiten Abschnitt über die Verfahren der magnetischen Signalspeicherung informieren zu können, die unterteilt sind in Speicherverfahren für analoge und digitale Signale sowie für Videosignale.
Im dritten und vierten Abschnitt werden die wichtigsten Bestandteile einer Bandspeichereinrichtung behandelt, und zwar die Magnetbänder und die Magnetköpfe, wobei auch Standardisierungsangaben gemacht werden.

388 Seiten, etwa 415 bebilderte Tafeln; Ganzleinen 30,00 M
Bestellnummer 552 626 8

Die Probleme, die beim Zusammenspiel von Magnetband und Magnetkopf auftreten, werden im fünften Abschnitt dargelegt.
Folgerichtig wird nach den gesamten Informationen nun im sechsten Abschnitt ein Überblick über die Anschlußschaltungen für Magnetköpfe gegeben. Den mechanischen Transportwerken widmet sich der siebente Abschnitt. Im achten Abschnitt werden Standardisierungsfragen behandelt. Der Leser findet hierzu einen Überblick über Standardisierungs-Organisationen, weiterhin über DDR- und internationale Standards.
Auf Grundlagen zur Technik der Aufzeichnung und Wiedergabe von Signalen mußte weitgehend verzichtet werden. Um dennoch manchem Leser diese für ihn zum Verständnis notwendigen Grundlagen nicht vorzuenthalten, sind diese im neunten Abschnitt zusammengestellt worden.

Fortsetzung auf Seite 264

Erweiterte Informationsübertragung

Die heutige Fernsehtechnik hat trotz allen technischen Fortschrittes in den letzten Jahren wie Farbübertragung, NF-Übertragung mit HiFi-Qualität, Einführung eines zweiten Kanales für zusätzliche Toninformationen u. a. noch entscheidende Nachteile: Erstens bleibt das Bild zweidimensional, da eine Pseudoraumbild-Übertragung noch zu aufwendig ist, zweitens werden nur zwei der fünf menschlichen Sinne angesprochen, der Gesichtssinn und der Gehörsinn nämlich. Für den Menschen ebenso wichtige Sinne wie Tast-, Geruchs- und Geschmackssinn werden von der Technik noch nicht berücksichtigt.

Wie [1] meldete, ist man jetzt auf diesem Gebiet einen entscheidenden Schritt vorangekommen. Es ist, allerdings einstweilen noch unter Laborbedingungen, möglich, zusammen mit Fernsehbild und -ton eine begrenzte Anzahl von Düften zu übertragen. Nach [1] läßt sich auch das hierbei angewandte Prinzip erkennen, das interessant und originell ist.

Man ging davon aus, daß bestimmte, vor allem organische Substanzen die Eigenschaft haben, ihre Struktur zu verändern oder chemische Reaktionen zu zeigen, wenn sie mit anderen Stoffen, vorzugsweise Gasen, in Berührung kommen. Bei der automatischen Raucherkennung z. B. wird diese Eigenschaft schon lange genutzt. Die hier genannte Strukturveränderung wirkt sich vornehmlich auf den elektrischen Widerstand des Materials aus. Eine Widerstandsänderung ΔR_A ist beispielsweise der Anwesenheit des Gases A zuzuordnen. Dieser Vorgang ist einmalig und irreversibel. Da Düfte immer eine Gasphase zur Bedingung haben, konnte man bestimmte starke Aromen in relativ einfacher Weise ihren Trägergasen zuordnen.

Um einen Wechsel der Düfte erkennen zu können, werden die Materialien matrixförmig angeordnet und zeitlich seriell aktiviert. Die registrierten Widerstandsänderungen werden digital kodiert und können in unkomplizierter Weise gespeichert oder auch übertragen werden.

Komplizierter ist wiedergabeseitig die technische Darstellung der gespeicherten Düfte. Zu diesem Zweck wurde nach [1] ein Paneel geschaffen, das mit mehreren geruchsaktiven Stoffen belegt ist. Dabei mußte besonderer Wert darauf gelegt werden, daß die Substanzen ihre stoffeigenen Düfte erst nach Aktivierung freisetzen und sich davor und bald danach neutral verhalten. Angeordnet sind die Stoffe in Form eines Pentagrammes („Drudenfuß") ähnlich der Anordnung der Farbleuchtstoffe bei der Delta-Bildröhre. Aus der Anordnung ist zu erkennen, daß gegenwärtig maximal fünf Düfte übertragen und freigesetzt werden können. Die Aktivierung der Gerüche erfolgt mit Hilfe eines energiereichen Laserstrahles, der den durch die Kodierung vorbestimmten Geruchsfleck verdampft. Die Auswahl des Fleckes wird mit dem übertragenen Geruchskode ermöglicht, die genaue Positionierung erfolgt mit Hilfe eines 4-Bit-Mikroprozessors.

Über die Kapazität und Lebensdauer eines duftfreisetzenden Paneels ist noch nichts Genaues bekannt geworden, mit Sicherheit steht jedoch fest, daß es nach einer bestimmten Betriebszeit erneuert werden muß. Nach Aussagen des Entwicklers ist vorgesehen, ein Zusatzgerät für Fernsehgeräte zu schaffen. Man errechnet sich besondere Chancen im Bildungsfernsehen, z. B. für die bessere Veranschaulichung von Kochkursen, Chemielektionen u. ä. Die Verbreitung derartiger Zusatzgeräte wird jedoch stark davon abhängen, wie es gelingen wird, mehr als fünf Düfte zu erkennen und freizusetzen. Außerdem wird eine entscheidende Rolle die Geschwindigkeit der Freisetzung sowie die Neutralisierung des Duftes nach Bildwechsel spielen. Auch dürfte die Auswahl der Düfte und deren Wirkung auf den Menschen von Bedeutung sein.

I. A. Veril

Literatur

[1] Broadcasting of Smell. Sunday Electronics 29 (1980) H. 1, S. 4

Fortsetzung von Seite 263

Wie bereits eingangs erwähnt wurde, ist dieses Handbuch als Wissensspeicher gestaltet, damit der Leser die Informationen in möglichst umfassender Weise und ohne großen Zeitaufwand auffinden kann. Das Handbuch besteht deshalb aus vielen übersichtvermittelnden Abbildungen mit nur kurzen ergänzenden Erläuterungen. Viele Darstellungen findet man deshalb in Tabellenform vor, die sachverhaltklärende Erläuterungen enthalten.

O. Orlik

Literatur

[1] Völz, H.: Symposium Magnetische Signalspeicherung. Nachrichtentechnik · Elektronik 29 (1979) H. 7, S. 307

[2] Die Zukunft des Magnetbandes. Funkschau 51 (1979) H. 1, S. 33 und 34

[3] Neue Magnetbänder. Technische Gemeinschaft 27 (1979) H. 12, S. 26

[4] Digitale Sprachaufzeichnung. Funkschau 48 (1976) H. 24

[5] Feichtinger, H.: Ein Spielfilm auf einem Chip? Funkschau 51 (1979) H. 10

„Bei jeder Neuentwicklung pflanzen die 'n Baum..."

Zeichnung: Jürgen Reuter

Aus Eulenspiegel H. 44 (1979) mit freundlicher Genehmigung der Redaktion

Fachbücher

W. Conrad

Elektronik gestern – heute – morgen

Ein populärwissenschaftlicher Streifzug durch die Welt der Elektronik und Mikroelektronik
VEB Verlag Technik Berlin 1979
198 Seiten, 181 Bilder
Ganzleinen 14,00 Mark
Bestellnummer 552 722 8

Was wäre, wenn die Elektronik plötzlich aus der Welt verschwinden würde? Diese Frage stellt W. Conrad an den Anfang seines Buches und zeigt uns dann das Schreckgespenst einer Welt ohne sicheren und pünktlichen Schiffs- und Flugverkehr, ohne Raumfahrt, ohne präzise Meßtechnik, ohne Computer, ohne Herzschrittmacher und andere elektronische medizinische Geräte, die unzähligen Menschen das Leben erhalten haben, ohne Rundfunk und Fernsehen usw.

Doch glücklicherweise gibt es die Elektronik und den Fortschritt, den sie der Menschheit gebracht hat. Mit dem Siegeszug der Elektronik entstanden aber auch Probleme, die es zu bewältigen gilt. Zu diesen Problemen gehören die Veränderung unzähliger Berufsbilder, das Verschwinden und Neuentstehen vieler Berufe, ja sogar der Untergang mancher altehrwürdiger Industriezweige. Ein Beispiel hierfür ist die Uhrenindustrie, bei der es in den kapitalistischen Ländern ein Massensterben altrenommierter Firmen gab, die nicht rechtzeitig den Anschluß an die Elektronik gefunden haben.

Zu den Problemen, die mit dem Siegeszug der Elektronik verbunden sind, gehört auch das Heranführen vieler Menschen an die Elektronik, vor allem das Wecken von Interesse und Begeisterung für die Elektronik bei unserer Jugend. Deshalb hat sich der Autor die Aufgabe gestellt, dem Leser zu helfen, sich in der Elektronik zurechtzufinden. Seine Leser „sollen das Fundament der Elektronik kennenlernen, sollen erfahren, wie aus relativ wenigen unterschiedlichen Bausteinen durch mannigfache Kombination das Gebäude Elektronik' entsteht".

Diesem Anliegen entspricht die Gliederung des Buches. Im ersten Hauptabschnitt „Von Bauelementen und Grundschaltungen" geht der Autor auf die Grundlagen der Halbleitertechnik, die Bauelemente Diode, Transistor, Elektronenröhre, verschiedene analoge und digitale Grundschaltungen sowie die Mikroelektronik ein.

Der zweite Hauptabschnitt „Radiowellen knüpfen Verbindungen" ist der Funktechnik (nicht nur dem Rundfunk!) und dem Fernsehen gewidmet. Dabei ist der Bogen weit gespannt – von Rügen-Radio über den Amateurfunk, die Höchstfrequenz- und Richtfunktechnik bis zur Funknavigation und zum Radar. Selbst Stereofonie und Quadrofonie sind nicht vergessen.

Der dritte Hauptabschnitt „Elektronik mißt, steuert, regelt" enthält neben den zum Thema gehörenden Abschnitten auch noch Ausführungen zur Optoelektronik, zur Elektrowärme, zu „Werkzeug"-Anwendungen der Elektronik u. a. m.

Der vierte Hauptabschnitt „Zahlen – Daten – Computer" befaßt sich mit der EDV und ihren Grundlagen.

Gleich am Anfang seines Buches sagt der Autor, daß er auf den Versuch, die „ganze Elektronik" darzustellen, verzichtet. Er meint (nicht zu Unrecht), daß man die gesamte Elektronik heute nicht einmal mehr in einer vielbändigen Enzyklopädie erfassen kann. Ein Buch wie das vorliegende kann darum nur eine Auswahl aus dem weiten Feld der Elektronik bringen – und diese Auswahl hängt in jedem Fall stark vom Standpunkt des Autors ab. In eine kritische Bewertung der Auswahl geht aber wiederum der Standpunkt des Rezensenten ein. Darum bleibt nur übrig, dem Autor zu bescheinigen, daß er sich bei seiner Auswahl auf volkswirtschaftlich wichtige Schwerpunkte konzentriert hat, daß die Darstellung klar, präzise und gekonnt ist und daß das ganze Buch die Handschrift des erfahrenen Autors trägt. Es kann einem breiten Leserkreis und vor allem unserer Jugend vorbehaltlos empfohlen werden.

An Wünschen an die mit Sicherheit zu erwartende Nachauflage bleibt nur wenig übrig: Eine etwas strengere Systematisierung, z. B. im dritten Hauptabschnitt, einige Präzisierungen im Text und vor allem, als Wunsch an den Verlag, eine etwas großzügigere Gestaltung der Bilder.

K.-H. Rumpf

H. Hart

Einführung in die Meßtechnik

2., bearbeitete Auflage
VEB Verlag Technik 1977
432 Seiten, 366 Bilder, 90 Tafeln
Leinen 27,00 Mark
Bestellnummer 552 743 9

Bisher gab es keine systematische, vom jeweiligen Fachgebiet unabhängige Darstellung der Meßtechnik. Die in diesem Buch gewählte Darstellung (Behandlung des Stoffes in kleinen, überschaubaren Abschnitten durch Fragestellung und Antwort) und die Auswahl des Inhalts ermöglichen auch Fachfremden, sich diesen immer wichtiger werdenden Stoff gründlich, lückenlos, präzise und auch ohne nennenswerte Vorkenntnisse anzueignen. Dies zeigt sich bereits bei der Erläuterung der Begriffe von „Messen" und „Prüfen" einschließlich der zwischen ihnen fließenden Grenzen, der Auseinandersetzung mit den nach ihren Ursprungsfachgebieten benannten Meßtechniken und ihrer Einordnung, setzt sich fort mit der Interpretation von „meßtechnischen Eigenschaften", des Messens als Vorgang und Tätigkeit und der Wechselbeziehung von Meßobjekt und Meßmittel sowie mit Anregungen zur Meßstrategie bis zur Behandlung von Fehlerursachen. Der 1. Abschnitt schließt mit Größen und Einheiten, Größenarten und Einheitensystemen sowie Meßeinrichtungen als Informationssystemen.

Der Abschnitt 2. widmet sich ausführlich den statischen Kenngrößen von Meßmitteln, insbesondere Fehlern von Messungen und Meßmitteln, unter Verwendung gut gewählter Beispiele. Hierbei wird der Zusammenhang zwischen den in verschiedenen Spezialgebieten verwendeten und verschieden bezeichneten Kenngrößen hergestellt. Die Fülle der dargestellten Sachverhalte kann selbst den Spezialisten überraschen.

Zwischen den verschiedenen Beschreibungsmethoden und -mitteln für das dynamische Verhalten von Meßmitteln wird im 3. Abschnitt eine geschlossene Darstellung geboten, die insbesondere den inneren Zusammenhang zwischen den Ergebnissen verschiedener Testmethoden in einer klaren, bisher nicht veröffentlichten Interpretationsform beschreibt.

Der vierte Abschnitt behandelt Meßgrößen und Meßverfahren sowie die für die Meßwertgewinnung meßgrößenunabhängig benutzten Meßmethoden. Hier beschränkt sich der Autor offenbar bewußt auf die den Meßverfahren zugrunde liegenden Meßmethoden und die anschließende Übersicht über die wichtigsten Meßverfahren für die einzelnen Meßgrößen ohne Eingehen auf konstruktive Details, wobei geeignete Gruppen von Meßgrößen nach der Ähnlichkeit des Meßprinzips gebildet werden. Trotz der gedrängten Darstellung besitzt dieser Abschnitt einen überaus hohen Informationsgehalt.

Abschnitt 5. erläutert Bestandteile von Meßgeräten und Meßeinrichtungen, wobei das Schwergewicht bei den Wandlerprinzipien liegt. Die Darstellung reicht vom Meßfühler bis zur Informationsausgabe über Anzeige- und Registriereinrichtungen und schließt Fernmeßverfahren ein.

Der zunehmenden, realistisch eingeschätzten Bedeutung der Digitaltechnik auch in der Meßtechnik trägt Abschnitt 6. Rechnung. Die Darstellung führt von den Grundlagen bis zur gerätetechnischen Realisierung in Form von A-D-Umsetzern, Ausgabe digitaler Werte und Meßwerterfassungs- und Meßwertverarbeitungsanlagen.

Der Abschnitt 7. behandelt den Einsatz von Meßmitteln auf den verschiedensten Gebieten der Meßtechnik und die daraus erwachsenden speziellen Forderungen sowie Maßnahmen zu ihrer Befriedigung. Ein Verzeichnis gut ausgewählter weiterführender Literatur, geordnet nach Sachgebieten, sowie ein Sachwortregister schließen sich an.

Das vorliegende Werk kann ohne Übertreibung als eine ausgezeichnet gelungene Darstellung des Fachgebietes Meßtechnik bezeichnet werden, ein vergleichbares ist nicht bekannt. Es muß angenommen werden, daß dieses Ergebnis u. a. auf den Mut und die konsequente Zielstellung des Autors zurückzuführen ist, vorhandene Grenzziehungen zwischen den Spezialgebieten der Meßtechnik zu überspringen, eine Brücke für eine gemeinsame Darstellung nach Inhalt und Begriffen zu bauen und vor allem das als selbstverständlich Geltende zu interpretieren in einer sprachlich und fachlich präzisen, flüssig lesbaren Form. Dabei wird die textliche Darstellung durch klare Bilder, Diagramme und Tafeln

wirksam unterstützt. Das Ergebnis geht über das Anliegen des Autors, sein Werk als erste Diskussionsgrundlage für eine Gesamtdarstellung der Meßtechnik aufzufassen, durch seine Reife bereits weit hinaus.

K. Götte

H. Schumny

Taschenrechner-Handbuch

BSB B. G. Teubner Verlagsgesellschaft
Leipzig 1978
126 Seiten, 16 Bilder, zahlreiche Tafeln
Broschur 18,00 Mark
Bestellnummer 665 941 7

Nach einer Phase schneller Entwicklung und einem vielfach verwirrenden Angebot an Taschenrechnern unterschiedlichen Funktionsumfanges und Ausstattungsgrades zeichnet sich bei den auf diesem Gebiet führenden Herstellern gegenwärtig eine Stabilisierung auf bestimmte Typen ab, deren Spitze zur Zeit der programmierbare Taschenrechner mit einigen tausend Programmschritten, wechselbaren Programmpaketen und Druckeranschluß bildet. Zwischen diesen, eine (relativ) kleine Zielgruppe ansprechenden Erzeugnissen und dem demnächst wohl zu jedem Haushalt gehörenden 4-Spezies-„Etatrechner" bietet man im Weltmaßstab Taschenrechner in einer kaum noch übersehbaren Typenvielfalt an.
Um die Vor- und Nachteile des einen gegen die des anderen abzuwägen oder die Möglichkeiten eines zufällig vorhandenen Modells voll auszuschöpfen, genügt nicht immer das Studium der Beschreibung. Auch die Entscheidung für den Kauf eines Taschenrechners setzt entsprechende Kenntnisse voraus. Das vorliegende Buch gibt auf eine Vielzahl solcher Fragen Antwort. Dabei werden vier Rechnergrundtypen unterschieden:

- gewöhnliche Taschenrechner (vier Grundrechenarten)
- Rechner mit Funktionstasten, Hierarchie oder Klammertasten und Speicher (mit Hierarchie wird in diesem Zusammenhang die Eigenschaft bezeichnet, Punktrechnung vor Strichrechnung auszuführen)
- Rechner mit umgekehrter polnischer Notation und
- programmierbare Taschenrechner.

Das Buch ist geliedert in die Teile A (Ausstattung, enthält u. a. ein Testprogramm zur Prüfung wichtiger Rechnereigenschaften), B (Grundtypen mit zahlreichen Anwendungsbeispielen, wobei auch die vielfältigen Möglichkeiten deutlich werden, die bereits in einfachsten Taschenrechnern stekken) und C (Formeln, u. a. für Näherungs- und Fehlerrechnung, Potenzreihenentwicklung).

Die Ausstattung des Buches ist ausgezeichnet. Bereits der strukturierte Einband weist mit der stilisierten Tastatur eines wissenschaftlichen Rechners augenfällig auf das Thema. Durch schwarze Flächen mit weißem sowie weiße, umrahmte Felder mit schwarzem Druck und durch gerasterte Flächen werden Tastenbeschriftungen und ihre Bedeutungen in den zahlreichen Anwendungstabellen deutlich voneinander abgehoben.
Es macht Vergnügen, sich mit diesem Buch zu beschäftigen.

K. Schlenzig

E. Kühn

Digitale Schaltkreise

Eigenschaften und Technologien
Berichte zur Nachrichtentechnik, Band 5
Herausgegeben vom Institut für Nachrichtentechnik Berlin
50 Seiten, 15 Bilder, 5 Tafeln
Broschur 10,00 Mark

Integrierte Schaltungen aller Funktionsprinzipien finden eine immer größere Anwendung. Dabei kommen ständig neue Familien zu den bereits vorhandenen hinzu, die sich wieder durch neue Eigenschaften und Vorteile bei bestimmte Anwendungen auszeichnen. Einen kurzen und prägnanten Überblick über die heute am häufigsten verbreiteten IS-Familien (TTL aller Leistungsklassen, I^2L, MOS-Technologien einschließlich VMOS, DMOS, CMOS, CCD, Hybrid-IS) gibt die vorliegende Broschüre.
Bei der Darstellung der Zusammenhänge wurde größter Wert auf Allgemeinverständlichkeit gelegt, da sich der Leserkreis aus solchen Ingenieuren zusammensetzen soll, die bisher weniger mit Bauelementetechnologien und den damit zusammenhängenden Problemen zu tun hatten. Wegen des immer stärkeren Eindringens der Elektronik in bisher „nichtelektronische" Erzeugnisse wird sich das für den angesprochenen Personenkreis schnell ändern. Ihm wird die Broschüre sicher ein gutes Hilfsmittel für das Einarbeiten in die neue Technik werden.
Bedauerlich ist, daß oftmals nur international bekannte Bauelementefamilien als Beispiel angeführt wurden und nicht immer der Hinweis auf vorhandene sowjetische oder andere RGW-Baureihen gegeben wird, was ja besonders für den Entwickler von Bedeutung wäre. Auch erscheint die eingangs getroffene, als Definition aufzufassende Teilung in integrierte Schaltkreise (gemeint sind hier die monolithischen) und Film- und Hybrid-IS zumindest als gewagt, denn auch hybride Schaltungen sind integrierte. Im Ganzen gesehen ist diese Broschüre jedoch eine begrüßenswerte Ergänzung und Bereicherung der vorhandenen DDR-Literatur auf diesem Gebiet. Ihre wäre eine weit größere Verbreitung als die, die sie als Firmenschrift haben kann und auch nur finden wird, zu wünschen.

W. E. Schlegel

Zu beziehen beim Institut für Nachrichtentechnik Berlin, 1160 Berlin, Edisonstr. 63, Pressestelle.

Suche rfe H. 19/20, 21/22, 23/24, Jahrg. 1977, H. 6, Jahrg. 1978, Oszillograf, auch defekt, zu kaufen.

Biete: Schaltungen und Baupläne, f. Stereoverstärker, Antennenverstärker, UHF-Konverter, Lichtorgeln usw. Zuschr. an
B 527 060 DEWAG, 86 Bautzen

Biete Universalzähler Typ 3515 Funkwerk Erfurt und Selektives Mikrovoltmeter Typ 5007 Funkwerk Erfurt. Zuschr. an
TK 5832 DEWAG, 1054 Berlin

Übersteuerungsfestes
Kondensatormikrofon PM 750

- popfestes Solistenmikrofon
- körperschallunempfindlich
- hohe Richtwirkung

Fordern Sie bitte unsere Prospekte an!

RFT
VEB MIKROFONTECHNIK GEFELL
DDR - 6552 GEFELL · Telefon 262 · Telex 58-8843
Exporteur: ELEKTROTECHNIK EXPORT – IMPORT
Volkseigener Außenhandelsbetrieb der DDR
DDR - 102 Berlin, Alexanderplatz, Haus der Elektroindustrie

Kippschaltungen mit Optokoppler

Die Anwendung von Optokopplern in Mit- oder Gegenkopplungszweigen führt zu wesentlichen Schaltungsvereinfachungen. Da Optokoppler keine Stromverstärkung aufweisen, ist aber in jedem Fall ein aktives Bauelement erforderlich. Im folgenden sollen zwei einfache Kippschaltungen anhand der Prinzipschaltung vorgestellt werden.

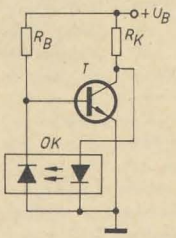


Bild 1: Bistabile Kippschaltung mit Optokoppler

Bild 1 zeigt eine bistabile Kippschaltung, die aus einem Schalttransistor und einem Optokoppler (Fotodiode, LED) besteht. Die Schaltung funktioniert wie folgt. Angenommen, im Anfangszustand ist der Transistor stromlos, dann wird über den Kollektorwiderstand R_K die Lumineszenzdiode erregt und in der Folge davon die Fotodiode in Flußrichtung (Fotoelement) vorgespannt. Das daraus resultierende niedrige Potential an der Basis hält den Transistor auch bei Temperaturschwankungen sicher gesperrt. Ist der Schalttransistor stromführend, so verhindert seine geringe Sättigungsspannung $U_{CE\,sat}$ jeglichen Stromfluß durch die LED. Der Fotodiodenstrom reduziert sich auf den Betrag des Sperrstromes. Der gesamte Strom durch den Basiswiderstand R_B wird in die Basis des Transistors eingespeist, wodurch dieser im Sättigungszustand verbleibt. Bei der Dimensionierung ist folgende Ungleichung zu erfüllen

$$R_K B > R_B > U_B/KI_F$$

K = Stromübertragungsfaktor des Optokopplers
Für das Umschalten der Kippschaltung gibt es mehrere Lösungen. Alle laufen darauf hinaus, den jeweiligen Schaltzustand des Transistors umzukehren. Zu diesem Zweck reicht ein Koppelkondensator an der Basis des Transistors aus, dem negative bzw. positive Triggerimpulse zugeführt werden.

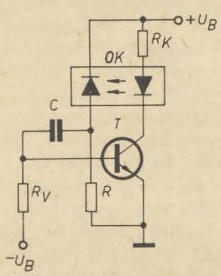


Bild 2: Astabile Kippschaltung mit Optokoppler

Nicht viel aufwendiger ist die astabile Kippschaltung mit optoelektronischer Mitkopplung im Bild 2. Im statischen Zustand wäre der Transistor durch die negative Versorgungsspannung $-U_B$ normalerweise gesperrt. Durch die positive Rückkopplung über den Optokoppler wird aber während des Umschaltvorganges des Transistors ein positiver Impuls über den Kondensator C auf die Basis des Transistors gegeben. Dieser wird dadurch wieder stromführend gesteuert. Die Impulsdauer der Ausgangsimpulse wird von der Schaltzeit des Transistors und der Zeitkonstante des RC-Gliedes bestimmt. Die Impulsflanken sind eine Funktion der Ein- und Ausschaltzeit des Transistors. Bei gezielter Auswahl des Schalttransistors und kapazitätsarmem Aufbau sind Impulsfolgefrequenzen von mehreren MHz möglich.

G. Turinsky

Literatur:

Nosow, J. R.: Optoelektronika. Moskau: Sowjetskoje Radio 1977

Hilfsmittel zur Fehlersuche auf Leiterplatten mit integrierten Schaltungen

Die bekannteste Diagnoseeinrichtung zur Fehlersuche an digitalen Schaltkreisen ist wohl der Logikprüfstift. Je nach Ausstattungsgrad können mit diesem die beiden logischen Schaltzustände, der verbotene Schaltbereich, offene Eingänge und Impulse optisch angezeigt werden. Dazu wird das abgetastete Potential am Schaltkreispin mit einer Referenzspannung an einem Komparator im Innern des Logikprüfstiftes verglichen. Da der Logikprüfstift ein passives Instrument ist, ist seine Aussagefähigkeit beschränkt und stets an das Quellenverhalten der zu prüfenden Schaltkreise gebunden. Um die zu prüfenden Schaltkreise umschalten zu können, dürfen beispielsweise keine Kurzschlüsse im Verdrahtungsnetz existieren. Außerdem wird für dynamische Testzwecke ein Impulsgenerator mit niedriger Folgefrequenz benötigt.

Eine sinnvolle Ergänzung des Logikprüfstiftes sind deshalb eine Stromzange für gedruckte Leiterzüge und ein kurzschlußfester Impulsgenerator mit hoher Stromergiebigkeit. Beide Geräte dienen vor allem der Fehlerlokalisation bei Kurzschlüssen. Die Stromzange erlaubt zusätzlich, den Stromfluß in einem Leiternetz zu verfolgen. Mit dem Impulsgenerator kann auch in relativ niederohmige Netzwerke an beliebiger Stelle eine Nutzimpulsfolge eingespeist werden.

Das Hauptanwendungsgebiet der Stromzange ist:

- Untersuchung der Stromverteilung in einem Masseleiternetz, Aufzeigen der Schwachstellen
- Nachweis des Stromflusses in einem Signalleiterzug
- Ortung von Kurzschlüssen zwischen der Versorgungsspannung und Masse (z. B. defekter Siebkondensator)
- Kurzschluß durch einen defekten Quellschaltkreis
- Kurzschluß durch einen defekten Verbraucherschaltkreis
- Kurzschluß in einem Draht-UND bzw. Draht-ODER
- Kurzschluß in einem Bus mit Three-state-Schaltkreisen.

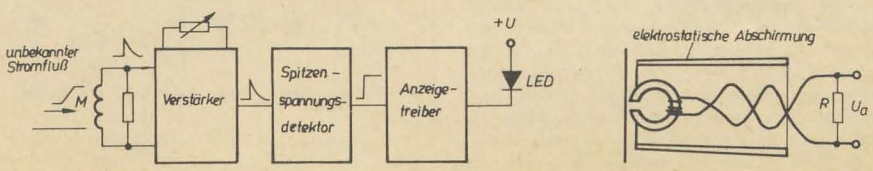
Den prinzipiellen Aufbau einer solchen Stromzange mit LED-Anzeige zeigt Bild 1. Die Hauptbaugruppen sind:

- Induktionsschleife zum Nachweis des Stromflusses
- Verstärker mit einstellbarer Verstärkung
- Spitzenspannungsdetektor
- Anzeigebaugruppe.

Um auch Ströme bis herab zu einer Standard-TTL-Last von 1,6 mA nachweisen zu können, ist der Ausgestaltung der Induktionsschleife besondere Aufmerksamkeit zu schenken. Positive Ergebnisse wurden mit einem geschlitzten 5-mm-Ringkern erzielt. Für die Verstärker können handelsübliche integrierte Baugruppen eingesetzt werden. Da der Strombereich auf einer Leiterplatte sehr breit streuen kann, ist die Verstärkung einstellbar auszulegen. Damit ist es möglich, die Empfindlichkeit dem Stromwert anzupassen. Folgende Kennwerte sind für eine Stromzange anzustreben:

Stromempfindlichkeit	1 mA...2 A wählbar
Anzeige	Einzelimpuls $\geq$ 50 ns Impulsfolgen bis 10 MHz Anstiegszeit der Impulse $\leq$ 200 ns bei 1 mA

Bild 1: Prinzipschaltbild der Stromzange



Der Impulsgenerator hat die Aufgabe, eine Nutzimpulsfolge an einem Schaltkreispin einzuspeisen, um zwischen Fehlern im Verdrahtungsnetz und an Schaltkreisen unterscheiden zu können. Der Nachweis der Impulse kann mit der geschilderten Stromzange oder mit dem Logikprüfstift erfolgen. Mit diesen Sensorschaltungen abgestimmt, sollte die eingespeiste Impulsfolge unter 100 Hz liegen.

An die Endstufe des Impulsgenerators werden besondere Anforderungen gestellt. Sie muß in der Lage sein, trotz Kurzschlüssen an den Schaltkreispins das Potential auf das minimale H-Signal zu heben. Neben dieser hohen Stromergiebigkeit ist gleichzeitig Kurzschlußfestigkeit gefordert. Folgende Kennwerte sind für den Impulsgenerator anzustreben:

Ausgangsstrom für TTL	$I_0 \geq$ 800 mA
Ausgangssignal für TTL	$U_{0H} \geq$ 2,0 V $U_{0L} \leq$ 0,5 V
Innenwiderstand	$R_I < 2\ \Omega$ im aktiven Zustand $R_I > 100\ k\Omega$ im passiven Zustand
Ausgang	kurzschlußfest

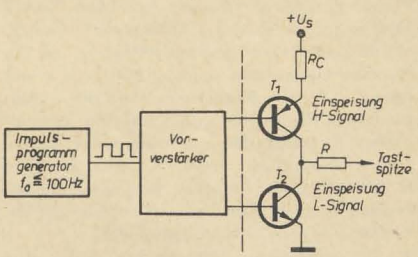


Bild 2: Kurzschlußfester Impulsgenerator (Prinzipschaltbild)

Auf Grund der hohen Endstufenleistung kann der Impulsgenerator nur teilweise aus integrierten Schaltungen aufgebaut werden. Die Lösung wird deshalb sinnvollerweise eine Gegentaktendstufe mit diskreten Bipolartransistoren vorsehen, wie es Bild 2 zeigt. Die Transistoren T_1 und T_2 sind auf Kühlbleche zu setzen. Der Reihenwiderstand R bestimmt die Kurzschlußfestigkeit.

Mit diesen drei besprochenen Testgeräten ist eine schnelle Fehlersuche und Fehlerortung auf

Leiterplatten mit integrierten Schaltungen möglich. Während der Logikprüfstift relativ häufig im Labor anzutreffen ist, sind die Stromzange und der Impulsgenerator in Form eines Prüfstiftes weniger bekannt. Da beide die Fehlerortung aber günstig unterstützen, sollten diese Ausführungen als Anregung zu eigenen Entwicklungen dienen.

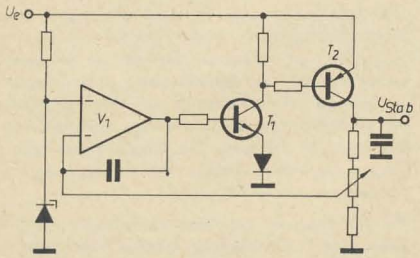
Literatur

[1] Patent DE-AS 1 449 898: Abtastvorrichtung für schwache Magnetfelder

[2] Hewlett-Packard Journal (1976) H. 12

Stabilisierung mit geringem Spannungsabfall

Unser Bild aus Elektronik 28 (1979) H. 17, S. 58, zeigt eine Stabilisierungsschaltung mit geringem Eigenspannungsbedarf. Mit ihr läßt sich z. B. aus einer Eingangsspannung von 5,2 V eine stabilisierte Spannung von 5,0 V bereitstellen. Die geringe Spannungsdifferenz von 0,2 V zwischen Ein- und Ausgangsseite ist auf die Emitterschaltung von T_2 zurückzuführen. Die durch



die Z-Diode bereitgestellte Bezugsspannung wird mit einem Teil der Ausgangsspannung verglichen. Daraus ergibt sich die Stellgröße für die Ausgangstransistoren. Die Schaltung eignet sich gut für Batteriebetrieb.

Technologie

● Einen wesentlichen Beitrag zur Verbesserung der Zuverlässigkeit und der Qualität elektronischer Schaltungen durch Reduzierung der Lötstellen und Zwischenverbindungen gestatten Widerstände, die auf Leiterplatten aufgedruckt und über durchkontaktierte Löcher mit der übrigen Schaltung verbunden werden. Als Widerstandsmaterial verwendet man Harze, z. B. Phenolepoxyd-Harz, die mit leitenden Pulvern (Kohlenstoff, Graphit, Silberpulver) durchmischt sind und im Siebdruckverfahren auf die Platinen aufgebracht werden. Auf diese Weise lassen sich die Bestückungszeiten für Leiterplatten erheblich verringern und ein automatisches Einsetzen der Restbauelemente vereinfachen. Diese Technologie wird unter anderem in elektronischen Kameras, Rechnern, elektronischen Musikinstrumenten und in Geräten der Unterhaltungselektronik angewendet.

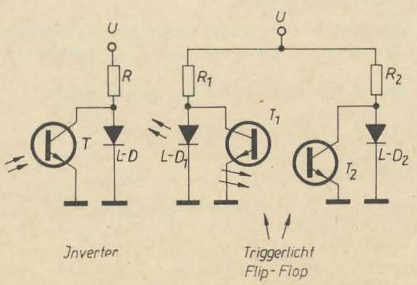
● Die Kosten von Silizium-Solarzellen sind weitgehend von den Kosten abhängig, die zur Herstellung des einkristallinen Siliziums notwendig sind. Aus diesem Grund versucht man, eine möglichst günstige Silizium-Herstellungstechnologie zu entwickeln. Einen Fortschritt auf diesem Gebiet bringt eine Kristallziehmethode, bei der einkristalline Siliziumstäbe mit quadratischem Querschnitt gezogen werden können. Der Keimkristall hat dazu eine kristalline 100-Struktur, mit der sich eine kubische Gitterstruktur ergibt, die zur Bildung von Stäben mit quadratischem Querschnitt beiträgt. Beim Ziehen wird der Stab schnell jeweils um 90° gedreht. Der Schmelztiegel hat auch eine quadratische Querschnittsform, damit sich quadratische Temperaturzonen ausbilden können. Quadratische Siliziumscheiben können unmittelbar zu Solarzellen verarbeitet werden und gewährleisten eine engere Packungsdichte. Bisherige kreisförmige Scheiben wiesen einen Verlust an unbenutzter Kollektoroberfläche von 25% auf bzw. mußten erst zu quadratischen Scheiben geschnitten werden, was mit Siliziummaterialverlust verbunden war. Zur Zeit sind Stäbe mit Kantenlängen von etwa 5 cm möglich, an größeren Kantenlängen wird gearbeitet.

● Der Einsatz des Lasers in der modernen Prüf- und Meßtechnologie gewinnt immer mehr an Bedeutung. Mit einer geeigneten Prüfeinrichtung lassen sich fehlerhafte oder fehlende Teile bzw. Arbeitsvorgänge leicht erkennen. Dazu wird der von einem Laser ausgesandte Strahl von einem halbdurchlässigen Spiegel in zwei Strahlen aufgeteilt. Der eine Strahl, der Positionskontrollstrahl, kreuzt die Zuführungsschiene der zu überprüfenden Teile während des Herabgleitens. Die Unterbrechung des von einer Diode aufgefangenen Positionskontrollstrahls zeigt den Beginn des Prüfintervalls an. Zur gleichen Zeit beleuchtet der zweite Strahl, der Prüfstrahl, z. B. die Bohrung im Teil und tastet sie infolge der Bewegung des Prüfobjekts von oben nach unten ab. Das reflektierte Licht wird von einer zweiten Prüfdiode aufgefangen und bildet das Prüfsignal. Eine regelmäßige Folge von Rechteckimpulsen zeigt einen einwandfreien Teil an. Ist keine Bohrung im Prüfobjekt vorhanden, entsteht nur ein Rechteckimpuls. Gleichzeitig läßt sich die Bohrung auch auf das Vorhandensein oder Fehlen eines Gewindes untersuchen. Zerstörte Gewindegänge oder Späne in der Bohrung werden an den unregelmäßig ausgebildeten Signalspitzen erkannt.

● Mit Multustrate werden zukünftige Komponenten zur Verbindung von integrierten Schaltungen untereinander und mit anderen Bauelementen bezeichnet, die die bisherige Leiterplattentechnik und die Dickfilm-Hybridtechnik ablösen sollen. Die steigende Integrationsdichte führt zu integrierten Schaltungen, die mehr und mehr Anschlüsse je Gehäuse aufweisen und neue Gehäuse- und Verbindungstechnologien erfordern. Weiterhin ist der Anteil der IS am Gesamtbauelementeeinsatz im Steigen begriffen. Aus diesem Grund können heute noch verwendete DIL-Gehäuse (dual in line) nicht mehr die an sie gestellten Forderungen erfüllen. Auch der Quad-in-line-Gehäusetyp ist nur als Zwischenlösung aufzufassen. Wesentliche Verbesserungen gestattet hier die sogenannte TAB-Technologie (tape automated bonding), bei der eine große Anzahl von IS verbunden werden können. Dünnere Verbindungsleitungen auf dem Bauelementeträger (Substrat) und ein kleinerer Raster zur Aufnahme der IS mit vielen Anschlüssen sind die Kennzeichen der Multustrate-Technologie, die auch Zwischenverbindungen in mehreren Ebenen und flexible Kabelbäume gestattet.

Optoelektronische Digitalschaltungen

Die in der Optoelektronik benutzten Prinzipien der Elektronik und der Optik gewinnen ständig weiter an Bedeutung und werden nicht nur in der analogen Technik, sondern auch in der Digitaltechnik zu neuen Lösungen führen. Ein Beispiel für diesen Entwicklungstrend ist in unserem Bild aus JEE (1979) H. 147, S. 70–72, dargestellt. Hier wird ein Inverter aus einem Fototransistor T und einer Leuchtdiode L-D realisiert, der als Grundschaltelement für verschiedene Logikfunktionen verwendet werden kann. Der Betrieb der Leuchtdiode wird dabei über den optischen Eingang des Fototransistors gesteuert. Die Schaltung kann so dimensioniert werden, daß die Lichtaussendung der Leuchtdiode sehr gering oder nahezu null ist, wenn ein optisches Eingangssignal am Fototransistor anliegt. Im umgekehrten Fall sendet die Leuchtdiode dagegen Licht aus. Zwei Inverter des beschriebenen Typs bilden ein Flip-Flop. Die Leuchtdioden und die Fototransistoren der beiden Inverter sind optisch miteinander verkoppelt, so daß die Leuchtdiode eines Inverters den Lichteingang für den Fototransistor des anderen bildet. Weiterhin kann man die Schaltung optisch von außen triggern.



Meßtechnik

● Die Druckverteilung auf Flächen kann mit einem neuen Meßverfahren ermittelt werden, bei dem Meßaufnehmer in Form einer speziellen Gummimatte eingesetzt werden. Auf beiden Seiten der Gummimatte sind Metallstreifen aufgebracht, und zwar auf der einen Seite längs und auf der anderen quer. Jede Kreuzung von zwei Streifen stellt einen Kondensator dar. Je stärker der Druck auf der Matte ist, um so kleiner wird der Abstand zwischen dem oberen und dem unteren Metallbelag. Reziprok zum Abstand ändert sich die Kapazität. Die Kapazitätswerte aller Meßpunkte werden nacheinander im Multiplexbetrieb elektronisch ermittelt und in einem Rechner gespeichert. Bei der Auswertung der Daten kann man die Druckverteilung auf der gesamten Meßfläche auf einem Bildschirm darstellen oder den zeitlichen Verlauf jedes einzelnen Punktes mit einem Schreiber aufzeichnen.

● Mit Hilfe eines sogenannten Laser-Gyros ist es möglich, Geber für die Lageregelung in Flugzeugen ohne elektromechanische Mittel (Kreisel) zu realisieren. Die neuen Sensoren bestehen aus jeweils drei optischen Ringleitungen, in denen zwei Helium-Neon-Laser gegenläufig arbeiten. Wird die Ringleitung um ihren Mittelpunkt gedreht, so verändern sich die Arbeitsfrequenzen der Laser zu höheren bzw. niedrigeren Frequenzen. Diese Veränderungen lassen sich auswerten und im Zusammenspiel mit dem Meßwert eines Beschleunigungsaufnehmers in eine Regelgröße umwandeln. Drei solcher Ringleitungen bilden einen Sensor für die drei Achsen X, Y und Z.

● In den letzten Jahren haben optoelektronische Meßverfahren eine immer größere Bedeutung gewonnen. Dabei wurde eine Vielzahl von Methoden und Verfahren entwickelt, überwiegend zur selbsttätigen Erfassung physikalischer Größen und zur Ausgabe elektrischer Signale zur Aufzeichnung bzw. Anzeige und zur Wiederverarbeitung. Relativ einfache und dennoch leistungsfähige Meßsysteme lassen sich nach folgendem Prinzip aufbauen. Die über die Empfangsfläche gleichmäßige Empfindlichkeit von Fotodioden wird ausgenutzt, um Meßvorrichtungen für sehr unterschiedliche Aufgaben bereitzustellen. Die von einer Lichtquelle (Leuchtdiode oder Laserdiode) ausgesandte Strahlung trifft auf zwei nebeneinanderliegende Fotodioden mit homogen empfindlicher Empfangsfläche. Zwischen diesen optoelektronischen Bauteilen, die im Prinzip eine Doppellichtschranke bilden, befindet sich eine Schlitzblende. Lichtquelle und Fotodetektoren sind starr miteinander verbunden, die Blende kann bezüglich der Lichtschranke bewegt werden. Dabei ist die Schlitzbreite der Blende stets kleiner als die Summe der Breiten der lichtempfindlichen Fläche der Fotodetektoren. Bei Verschiebung der Blende ändern sich die auf die beiden Fotodetektoren einwirkenden Strahlungsleistungen und damit die abgegebenen Fotoströme. Auf diese Weise läßt sich eine Meßgröße ableiten, die proportional der Verschiebung der Blende (Wegmessung) ist. Nach diesem Grundprinzip sind Dehnungsmesser, Temperaturmesser, Kraftmeßdosen für elektronische Waagen, Entfernungsmeßgeräte, Dickenmeßgeräte für Flachmaterialien und andere Meßeinrichtungen realisierbar. Eine Modifikation dieses Meßverfahrens erhält man, wenn Lichtquelle und Blende starr miteinander verbunden werden und sich gemeinsam bezüglich der Fotodetektoren bewegen.

Patente

Fühler zum Messen von Taupunkttemperaturen

DD-WP 121 389

Int. Cl.²: G 01 N 25/68

Inhaber: Tesla, ČSSR

Meßgeräte für die Taupunkttemperatur sind so konstruiert, daß die Heizenergie des Meßgerätes an der Stelle, an der sich die Kühlquelle bzw. das Heizmittel befindet, auf den Tauspiegel übergeleitet wird. Durch den Wärmewiderstand und durch die Wärmekapazität des Materials des Meßgerätes zwischen dem Heizmittel bzw. der Kühlquelle und dem Tauspiegel entsteht bei der Weitergabe der Temperatur des Tauspiegels eine Verzögerung, wodurch die Stabilität der Regelvorgänge ungünstig beeinflußt wird, die auf der Kondensationsfläche einen gleichbleibenden Zustand der Betauung aufrechterhalten, d. h. eine bestimmte Kondensatschicht.

Eine Miniaturisierung des Fühlers, z. B. durch Einsatz von Thermistoren oder Thermoelementen, erfordert das Eichen jedes einzelnen Fühlers. Diese Eichung muß wegen Alterungserscheinungen periodisch wiederholt werden.

Die Nachteile werden durch einen Fühler nach Bild 1 mit permanenter Kühlquelle beseitigt. Bild 2 zeigt einen Fühler mit einer Halbleiterplatte und Bild 3 einen Fühler mit einer Widerstandsschicht als Heizmittel. Im Bild 4 wurde der Fühler im Regelkreis des Temperaturmessers zur Taupunktbestimmung angeordnet.

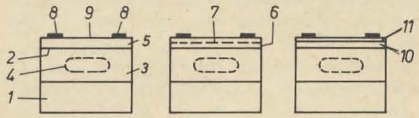


Bild 1 **Bild 2** **Bild 3**

Der Fühler besteht aus einem Gehäuse 3, in dem der eigentliche Temperaturfühler 4 angeordnet ist, der dauernd durch die Kühlquelle 1 gekühlt wird. Ferner enthält der Fühler das Heizmittel 5, das als Halbleiterplatte 6 ausgebildet sein kann (Bild 2), die auf der Wärmeausgleichsfläche 2 des Gehäuses 3 z. B. durch Löten oder Aufschmelzen mit Glas befestigt werden kann. In der Halbleiterplatte 6 befindet sich der Diodenübergang 7, der in der Sperrrichtung die obere Schicht von der unteren Schicht elektrisch isoliert. Über die elektrischen Kontakte 8 wird der oberen Schicht der elektrische Heizstrom zugeführt. Ein Teil der Fläche der oberen Schicht der Halbleiterplatte 6 bildet unmittelbar den Tauspiegel 9. Dadurch wird die gewünschte unverzögerte Übertragung der Temperatur des Tauspiegels 9 bei Änderungen der Stärke des durchfließenden Heizstromes erreicht. Die Temperatur des Tauspiegels 9 wird durch den Temperaturfühler 4 abgenommen. Als elektrisches Heizmittel kann auch eine Halbleiterplatte 6 verwendet werden, die als Z-Diode ausgebildet ist. In diesem Fall sind die elektrischen Kontakte 8 einmal an die obere und einmal an die untere Fläche dieser Halbleiterplatte 6 angeschlossen. Der elektrische Heizgleichstrom wird den elektrischen Kontakten 8 so zugeführt, daß die Z-Diode in der Sperrichtung polarisiert wird. Das Heizmittel 5 kann auch durch eine Widerstandsschicht 11 gebildet werden, die auf die Wärmeausgleichsfläche 2 des Gehäuses 3 über eine elektrische nichtleitende Schicht 10 aufgetragen wird. Der Heizstrom wird der Widerstandsschicht 11 über die elektrischen Kontakte 8 zugeführt (Bild 3).

Bild 4 zeigt die gesamte Schaltungsanordnung eines Fühlers zum Messen von Taupunkttemperaturen mit einem Regelkreis zur Konstanthaltung des Ausmaßes der Kondensatbildung auf dem Tauspiegel 9, der Wärmeausgleichsfläche 2, dem Gehäuse 3, dem Temperaturfühler 4 und der permanenten Kühlquelle 1. Der Lichtstrahl einer Lichtquelle 12 fällt auf den Tauspiegel 9, wobei das reflektierte Licht von einem lichtempfindlichen Fühler 13 erfaßt wird. Das Ausgangssignal dieses Fühlers steuert den Regelverstärker 14, an dessen Ausgang das Heizmittel 5 über die elektrischen Kontakte 8 angeschlossen ist.

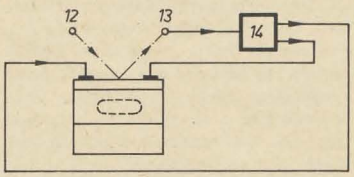


Bild 4

Nach Einschalten der Anlage sinkt die Temperatur des Fühlers infolge der Abkühlung durch die Kühlquelle 1 ab. Bei Erreichen der Taupunkttemperatur der umgebenden Luft setzt die Kondensatbildung auf dem Tauspiegel 9 ein. In Abhängigkeit von der Stärke der Kondensatbildung nimmt auch die Intensität des reflektierten Lichtes ab, was von dem lichtempfindlichen Fühler 13 erfaßt wird. Der Regelkreis ist so eingestellt, daß nach Erreichen einer bestimmten Stärke des Kondensats der Heizstrom durch das Heizmittel 5 zu fließen beginnt, wodurch die weitere Abkühlung unterbrochen wird. So stellt sich eine bestimmte Stärke des Kondensats auf dem Tauspiegel 9 ein. Bei diesem Zustand entspricht die Temperatur des Fühlers der Taupunkttemperatur der umgebenden Luft.

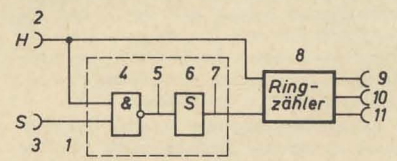
Farbkennung bei trisequentiellen Bildaufzeichnungsverfahren

DD-WP 135 435

Int. Cl.²: H 04 N 5/76

Erfinder: G. Haenchen

Die Erfindung ist insbesondere bei Entwicklungs- und Servicearbeiten an Bildspeichergeräten anwendbar, die das Farbsignal trisequentiell speichern. Die Signale R, G und B sollen in der erforderlichen Sequenz und Zeilenzugehörigkeit zuverlässig und mit verringertem Aufwand zur Verfügung gestellt werden. Dazu besteht die Aufgabe, mit einer Schaltungsanordnung auf rationellere Art aus den vorhandenen Signalen eines einfachen Synchronsignalgenerators Farbkennimpulse zur Steuerung eines Ringzählers zu erzeugen.



Das Bild zeigt eine Farbkennschaltung 1, die aus einem NAND-Gatter 4 und einem über dessen Ausgang 5 an das NAND-Gatter angeschlossenen Univibrator 6 besteht. Der Univibrator liegt über eine Leitung 7 an dem Rückstelleingang eines Ringzählers 8, der die Ausgänge 9, 10 und 11 für die Ansteuerung eines Signalschalters für die Signale R, G und B aufweist.

Am Eingang 2 liegt ein zeilenfrequentes Impulssignal H an, das die Bedingung

$$33\ \mu s < \tau < 58\ \mu s$$

– gegebenenfalls mit einem einfachen Impulsformer – erfüllt. Am Eingang 3 steht ein komplettes Fernsehsynchronsignal S. Beide Signale gelangen auf die Eingänge des NAND-Gatters, an dessen Ausgang bei ungeradzahligen Halbbildern zum Zeitpunkt des zweiten und vierten Haupttrabanten des Vertikalsynchronsignals je ein Impuls entsteht. Von dem ersten der beiden Impulse am Ausgang 5 wird der Univibrator getriggert. Seine Impulsdauer muß $\tau > 64\ \mu s$ betragen, damit der zweite Impuls am Ausgang 5 den Univibrator nicht triggern kann. Das Ausgangssignal des Univibrators gelangt an den Rückstelleingang des Ringzählers, dessen Takteingang ein zeilenfrequentes Signal erhält. Beträgt die Zeitkonstante des Univibrators $\tau < 128\ \mu s$, so wird der Ringzähler nach seiner Rückstellung erstmalig für den Taktimpuls der vierten Zeile freigegeben.

Am Ausgang 5 des NAND-Gatters entsteht bei geradzahligen Halbbildern zum Zeitpunkt der ersten, dritten und fünften Haupttrabanten des Vertikalsynchronsignals je ein Impuls. Unter der Bedingung, daß die Zeitkonstante des Univibrators

$$64\ \mu s < \tau < 128\ \mu s$$

beträgt, wird der Univibrator von dem ersten und dritten Impuls am Ausgang 5 des NAND-Gatters getriggert. Die beiden Univibratorimpulse sorgen über die Leitung 7 für die Rückstellung des Ringzählers, der danach erstmalig zu Beginn der 318. Zeile einen Taktimpuls erhält.

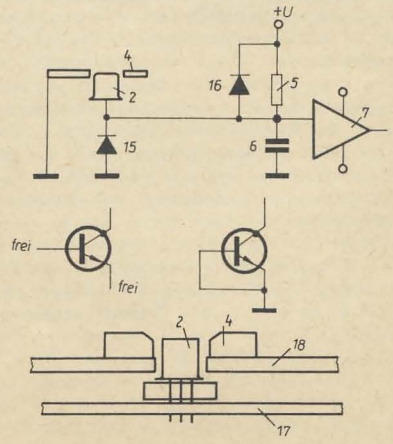
Elektronischer Schalter zur Eingabe binärer Signale

DE-AS 2 436 250

Int. Cl.²: H 03 K 17/00

Inhaber: Brown, Boveri & Cie AG, Mannheim

Die Erfindung bezieht sich auf einen elektronischen Schalter mit einem Sensor mit zwei, beispielsweise durch Berührung eines Fingers, überbrückbar angeordneten leitenden Kontaktflächen, bei deren Berührung sich ein Stromkreis über die Masse, die Kontaktstellen und den hochohmigen Hautwiderstand ausbildet. Die vorgeschlagene Lösung besteht aus einer mittleren Kontaktfläche, die durch ein metallisches Transistorgehäuse gebildet wird, an das der Kollektor intern angeschlossen ist. Das Gehäuse ist zusätzlich über einen hochohmigen Widerstand im Megaohm-Bereich an die positive Klemme der Versorgungsspannung angeschlossen. Der Transistor wird so auf einer Leiterplatte angeordnet, daß sein Gehäuse 2 durch eine Öffnung in der Kontaktfläche 4 herausragt. Die Ausnehmung der Kontaktfläche ist geringfügig größer als der Durchmesser des Transistorgehäuses. Die Kontaktfläche ist mit Massepotential verbunden. Die Auswertung des Potentials an dem Spannungsteiler Widerstand 5 und Sensorkontakt erfolgt über einen Operationsverstärker 7, dessen Eingang durch einen Kondensator 6 unempfindlich gegen kurze Störimpulse ist. Zu hohe positive bzw. negative Eingangsspannungen werden durch die beiden Dioden 16 bzw. 15 begrenzt. Im Ruhezustand (Versorgungsspannung zugeschaltet) ist der Kondensator 6 aufgeladen. Werden die Kontaktfläche 4 und das Transistorgehäuse 2 über den Hautwiderstand eines Fingers überbrückt, so fließt ein Strom im Mikroampere-Bereich, der zur Entladung des



Kondensators führt und den Operationsverstärker beim Erreichen der Umschaltschwelle umschaltet. Das verzögerte Schalten kann über die Dimensionierung des Kondensators beeinflußt werden. Das binäre Schaltsignal steht am Ausgang des Operationsverstärkers zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung. Die Diode 15 kann entfallen, wenn der Transistor als Diode geschaltet wird, indem Basis und Emitter verbunden und an Masse gelegt werden. Beim Einsatz der Diode 15 sind Basis und Emitter des Transistors offen zu lassen.

Die Vorteile des Schalters bestehen in dem geringen Aufwand des Sensors und seiner leichten Montierbarkeit auf Leiterplatten.

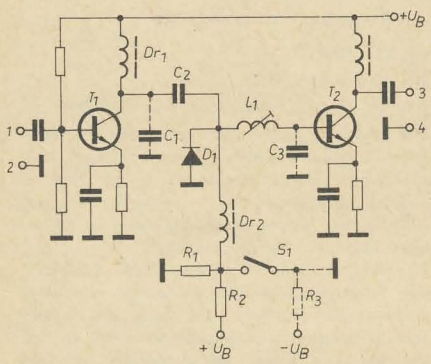
Transistor-Breitbandverstärker mit elektronischer Abschaltung

DD-WP 137 042

Int. Cl.²: H 03 F 3/20

Erfinder: G. Bauer

Die Erfindung betrifft einen Transistor-Breitbandverstärker mit elektronischer Abschaltung der Verstärkung durch Abschalten der Basisvorspannung eines Verstärkertransistors, insbesondere für die Verwendung im VHF- und UHF-Bereich. Verstärker mit einer derartigen Verstärkungsabschaltung bzw. einer Verstär-



kungsdämpfung, die einer Abschaltung weitgehend entspricht, werden insbesondere zur Realisierung von vorprogrammierten Bedienabläufen und für Schutzschaltungen in Meßgeräten, Sendern und ähnlichen Einrichtungen benutzt. Bekanntermaßen kann die Verstärkung einer Transistorendstufe durch Abschalten der Kollektorspannung oder der Basisvorspannung unterbunden werden, wobei die zuletztgenannte Möglichkeit den sehr wesentlichen Vorteil hat, daß nur geringe Ströme bzw. Spannungen zu schalten sind. Nachteilig ist jedoch, daß in Abhängigkeit vom jeweiligen Schaltzustand das Resonanzverhalten des vorgeschalteten Koppelnetzwerkes stark beeinflußt wird und hierdurch über den Rückwirkungsleitwert des vorgeschalteten Transistors dessen Eingangswiderstand beeinflußt wird.

Durch die Erfindung soll die Auswirkung von Parameteränderungen eines durch die Basisvorspannung geschalteten Verstärkertransistors auf den Eingang eines vorgeschalteten Eingangstransistors weitgehend verhindert werden.

Das Bild zeigt einen erfindungsgemäßen Transistor-Breitbandverstärker. Die Ausgangskapazität C_1 des Eingangstransistors T_1 und die Eingangskapazität C_3 des Verstärkertransistors T_2 sind in Verbindung mit L_1 Bestandteil des Koppelnetzwerkes. Am gemeinsamen Verbindungspunkt des Koppelkondensators C_2 und L_1 sind eine gesteuerte kapazitätsarme Diode D_1 nach Masse geschaltet und eine HF-Drossel Dr_2 zur hochfrequenten Entkopplung des Basisspannungsteilers, bestehend aus R_1 und R_2, angeschlossen. Am gemeinsamen Verbindungspunkt von R_1 und R_2 ist ein Schalter S_1 für die Abschaltung der Verstärkung nach Masse oder über R_3 an eine in ihrer Polarität umgekehrte Betriebsspannung $-U_B$, im vorliegenden Fall also negative Betriebsspannung, geschaltet.

Die galvanische Verbindung zwischen D_1 und der Basisvorspannung von T_2 ermöglicht die gleichzeitige Steuerung von D_1 und T_2. Der Anschluß von D_1 erfolgt so, daß bei anliegender Basisvorspannung, d. h. bei zugeschalteter Verstärkung, D_1 in Sperrichtung vorgespannt ist. Der Widerstand von D_1 wird in diesem Fall durch den Sperrwiderstand bestimmt und ist deshalb gegenüber dem Eingangswiderstand des Koppelnetzwerkes hochohmig, so daß sein Einfluß auf Parameter des Verstärkers vernachlässigt werden kann. Durch Abschalten der Basisvorspannung wird T_2 gesperrt, sein Eingangswiderstand hochohmig und der Widerstand von D_1 infolge fehlender Vorspannung erheblich verringert. Durch geeignete Wahl des Diodentyps, durch Einspeisen einer Vorspannung umgekehrter Polarität in die gemeinsame Verbindung zwischen D_1 und der Basis des T_2 sowie durch Kombination beider Möglichkeiten kann der Diodenwiderstand in weiten Grenzen verändert und den Erfordernissen angepaßt werden. Bei sehr kleiner betriebsmäßiger Basisvorspannung kann die erforderliche Sperrspannung von D_1 durch Anheben ihres Fußpunktpotentials erreicht werden.

Schaltungsanordnung zur Erzeugung von Zündimpulsen für Stromrichter

DD-WP 134 026

Int. Cl.²: H 02 M 1/08

Inhaber: G. Kaiser, L. Neumann, H.-G. Pranskat, R. Saffert, A. Tonn und S. Rottenbach

Die Forderungen nach immer rationellerem Energieeinsatz führen zu einer zunehmenden Verbreitung leistungselektronischer Anordnungen in den verschiedensten Bereichen. Teil dieser Forderungen ist das Bestreben, die zu den leistungselektronischen Anordnungen gehörenden Ansteuereinrichtungen bei wachsenden Anforderungen an die Gebrauchswerte immer preisgünstiger bereitzustellen. Das im Bild dargestellte Schaltungsprinzip bietet in dieser Hinsicht einige interessante Details, die nachfolgend kurz erläutert werden sollen.

Die im Bild gezeigte Ansteuereinrichtung für Stromrichter arbeitet analog, d. h., der Zündzeitpunkt wird durch Vergleich einer sägezahnförmigen Spannung mit einer Steuerspannung festgelegt. Die Steuerspannung gelangt über die Widerstände R_2 und R_3 nach einer Störspannungsunterdrückung durch C_U an den nichtinvertierenden Eingang eines Komparators. Im Falle von Steuerspannungsabfall (z. B. Leitungsbruch) wird mit Hilfe von R_1 am Eingang $U_{St} = 0$ eingestellt. Die am Komparatoreingang wirksame Steuerspannung wird durch die Spannungspegel $U_{\alpha\,max}$ und $U_{\alpha\,min}$ und die Klemmdioden D_1 und D_2 begrenzt. Das entspricht im praktischen Betrieb der Ansteuereinrichtung einer Festlegung der Grenzen des Verschiebebereiches des Zündwinkels.

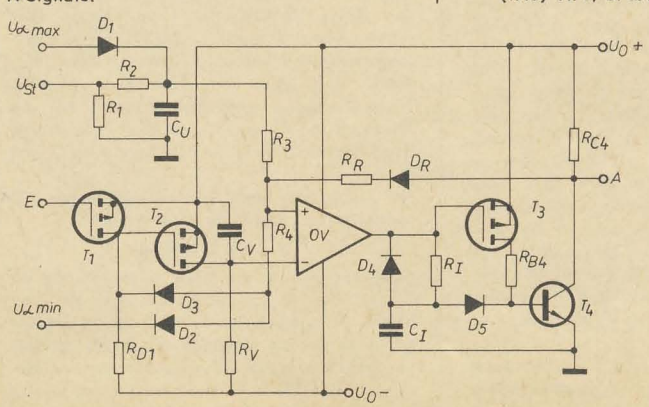
Die am nichtinvertierenden Eingang des Komparators anliegende Steuerspannung wird mit einer sägezahnförmigen Vergleichsspannung verglichen. Diese Vergleichsspannung entsteht am Kondensator C_V durch Aufladung über den Widerstand R_V bei gesperrtem Transistor T_2 und damit leitendem Transistor T_1 (entspricht L-Pegel am Eingang E). Die Tastung des Sägezahngenerators (Entladung von C_V) erfolgt durch kurzzeitig am Eingang E anliegende H-Signale.

Vor dem Ansprechen des Komparators, also in der zündzeitpunktbestimmenden Verzögerungsphase, ist das Potential am invertierenden Eingang des Komparators positiver als am nichtinvertierenden; der Ausgang des Komparators (Operationsverstärker) befindet sich im negativen Sättigungszustand. Dies hat leitende Transistoren T_3, T_4 und damit L-Pegel am Ausgang A zur Folge. Gleichzeitig ist die Diode D_5 gesperrt und der Kondensator C_I über D_4 auf den Wert der negativen Sättigungsspannung des Operationsverstärkers aufgeladen.

Kommt nach Ablauf des Zündverzuges die sägezahnförmige Spannung am invertierenden Eingang des Komparators in die gleiche Größenordnung wie die am nichtinvertierenden Eingang wirksame Steuerspannung, so schaltet der Operationsverstärker bei Spannungsgleichheit um. Die danach am OV-Ausgang anstehende positive Sättigungsspannung führt zum Abschalten von T_3. Infolge der Ladung des Kondensators C_I wird auch T_4 gesperrt; über die Rückführung R_R, D_R gelangt der H-Pegel des Ausgangs A an den Steuerspannungseingang des Komparators. Dieser wird folglich für die Dauer dieses Zustandes in der eingenommenen Schaltstellung festgehalten. Erst, wenn infolge Umladung von C_I über R_I (D_4 ist gesperrt) die Diode D_5 und damit auch T_4 aufgesteuert werden, erscheint am Ausgang wieder L-Pegel, und die Mitkopplung wird wegen D_R aufgehoben. Das H-Signal am Ausgang kann nach der üblichen Verstärkung und Potentialtrennung zur Zündung von Thyristoren benutzt werden.

Mit dem Rücksetzen der analogen Verzögerungseinrichtung durch ein H-Signal am Eingang E wird der die Dauer des Verzögerungsvorganges bestimmende Kondensator C_V rasch entladen und der die Dauer des Zündimpulses bestimmende Kondensator C_I rasch über D_4 aufgeladen. Dadurch wird gesichert, daß ein geringer Zündverzug α_{min} eingestellt werden kann. Während der Dauer des Rücksetzsignales wird mit Hilfe der dann leitenden Diode D_3 ein unbedingtes Rückschalten des Komparators gesichert.

Das vorgestellte Schaltungsprinzip ist vielfältig abwandelbar und somit entsprechend breit einsetzbar. Dabei sollten die Ausführungen in [1] und [2] als weitere Anregungen berücksichtigt werden. Weiterhin sei vermerkt, daß wesentliche Teile des Funktionsprinzips, beispielsweise die Steuerung des Sägezahngenerators oder der vollständige Ablauf eines einmal ausgelösten Zündimpulses, bereits in Form des Thyristor-Ansteuerschaltkreises U 706 D als integrierte Lösung verfügbar sind. Diese integrierte Lösung zeichnet sich gegenüber der hier vorgestellten insbesondere durch die Möglichkeit der Realisierung noch höherer technischer Anforderungen an die Parameter der Ansteuereinrichtung aus.



Literatur

[1] Graichen, G.: Anlaufschaltung für analog wirkende Stromrichterregelungen. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 1, S. 51, 54

[2] Graichen, G.: Schaltung für Signalverzögerungen. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 3, S. 531 und 532

Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen vom 16. 1. bis 15. 2. 1980

Herausgegeben vom ASMW – Arbeitsgebiet Zeit- und Frequenznormale

Die Mitteilungen beziehen sich auf die gemäß TGL 31 542/03 in Übereinstimmung mit der Verordnung über die Festlegung der Normalzeit in der DDR vom 30. September 1977 (GBl. I, Nr. 31, S. 346) vom Staatlichen Etalon für Zeit und Frequenz gesteuerten Aussendungen von Zeitmarken und Zeitinformationen sowie auf Normalfrequenzaussendungen.

1. Normalzeit der DDR über Zeitzeichenaussendungen des Senders DGI 182 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| Normalzeit der DDR – Zeitzeichen DGI | $\leq$ 0,0001 s.

Bei den anderen DDR-Rundfunksendern beträgt diese Unsicherheit infolge der unterschiedlichen Laufzeiten zum Sender —0,0005 bis +0,005 s.

2. UTC(DDR) über Zeitzeichenaussendungen des Senders Y3S 4 525 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| UTC(DDR) – Zeitzeichen Y3S | $\leq$ 0,0001 s.

Information über UT 1 — UTC = DUT 1 + dUT 1

Zeitraum	DUT 1	dUT 1
14. 1.–22. 1.	+0,6 s	0,00 s
23. 1.–31. 1.	+0,6 s	—0,02 s
1. 2.– 6. 2.	+0,6 s	—0,04 s
7. 2.–10. 2.	+0,5 s	+0,06 s
ab 11. 2.	+0,5 s	+0,04 s

3. Aussendung von Synchronimpulsen des Fernsehens der DDR

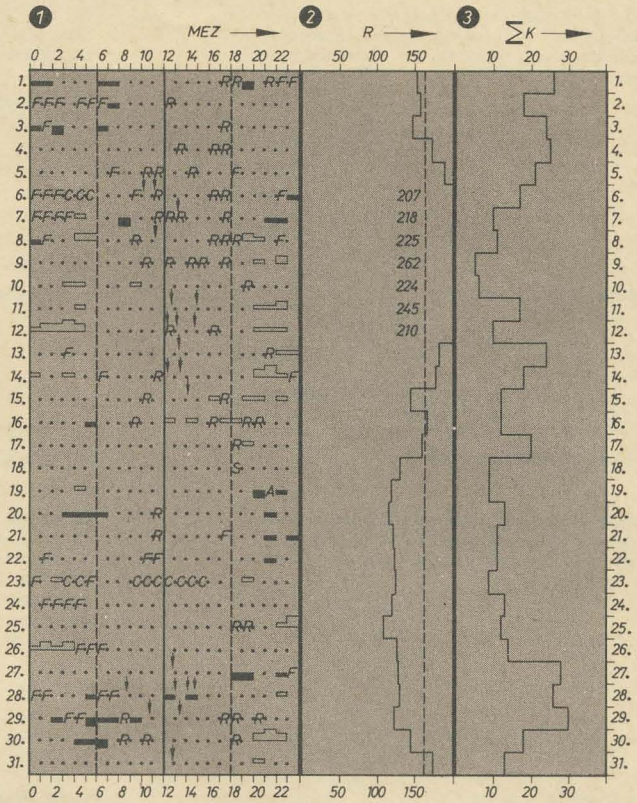
Datum	Aussendungszeit des 1. Bildimpulses nach $14^h\ 15^{min}\ 00^s$ MEZ vom Fernsehturm Berlin (Kanal 5) $14^h\ 15^{min}\ 00^s$	mittl. Abweichung der Zeilenfrequenz zwischen $14^h\ 05^{min}$ und $14^h\ 15^{min}$ $\Delta f/f$ in 10^{-10}
16. 1.	+0,010 366 3 s	0
17. 1.	+0,010 366 7 s	0
18. 1.	+0,010 366 2 s	0
19. 1.	+0,010 370 2 s	0
20. 1.	+0,006 406 6 s	nicht stabilisiert
21. 1.	+0,010 366 3 s	0
22. 1.	+0,010 350 8 s	0
23. 1.	+0,010 027 0 s	0
24. 1.	+0,010 027 1 s	0
25. 1.	+0,010 027 2 s	0
26. 1.	+0,010 027 2 s	–[1])
27. 1.	+0,005 967 2 s	0
28. 1.	+0,009 963 6 s	0
29. 1.	+0,009 963 6 s	0
30. 1.	+0,009 963 7 s	0
31. 1.	+0,009 963 7 s	0
1. 2.	+0,009 963 8 s	0
2. 2.	+0,009 967 5 s	–[1])
3. 2.	+0,017 935 1 s	0
4. 2.	+0,009 963 9 s	0
5. 2.	+0,009 963 9 s	0
6. 2.	+0,009 964 0 s	0
7. 2.	+0,009 964 0 s	0
8. 2.	+0,009 964 0 s	0
9. 2.	+0,009 967 7 s	0
10. 2.	+0,017 935 3 s	0
11. 2.	+0,014 063 6 s	0
12. 2.	+0,009 967 9 s	0
13. 2.	+0,009 968 2 s	0
14. 2.	+0,009 968 1 s	0
15. 2.	+0,009 968 2 s	0

[1]) Phasensprünge durch Programmumschaltung

KW-Ausbreitung

im Januar 1980 und Vorschau für April 1980

Herausgegeben vom Zentralinstitut für solar-terrestrische Physik (Heinrich-Hertz-Institut) der Akademie der Wissenschaften der DDR



KW-Ausbreitung im Januar 1980

❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

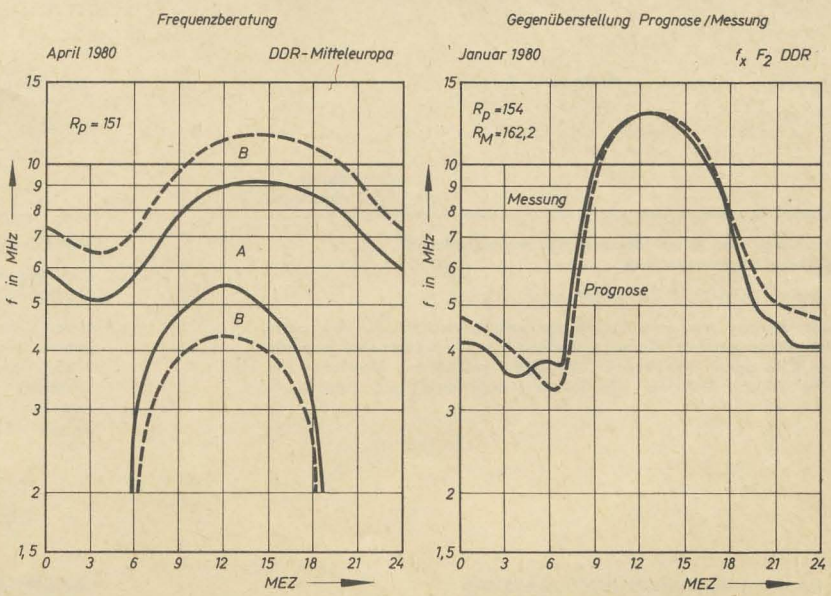
$\Delta f/f$
- +41% und darüber
- +31 ··· +40%
- +21 ··· +30%
- +20 ··· —20%
- —21 ··· —30%
- —31 ··· —40%
- —41% und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

Keine Messung wegen:
- A = Abdeckung durch sporadische E-Schicht
- C = Gerätestörung
- F = Streureflexionen (Spread F)
- G = zu geringer Ionisationsdichte der F_2-Schicht
- R = starker selektiver Dämpfung
- S = atmosphärischer Störungen

❷ gemessene tägliche Züricher Sonnenflecken-relativzahlen (R) und der Monatsmittel R_M (gestrichelt)

❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (ΣK) des Adolf-Schmidt-Observatoriums Niemegk des Zentralinstituts für Physik der Erde der AdW der DDR

Die Frequenzberatung wurde von der Deutschen Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt, Sektor L-F, 1199 Berlin-Adlershof, auf der Grundlage der Prognose des Monatsmittels der Sonnenfleckenrelativzahl R_p (herausgegeben von der Eidgenössischen Sternwarte in Zürich), berechnet



Vorschau für April 1980

Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 µV/m Entfernung: 0 ..600 km
A = sicherer Verkehr B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

Übertragungsverfahren | **Elektronische Meßtechnik** | **Datentechnik** Datenübertragung

Aufbau und Wirkungsweise von Datensammelsystemen

Bernd Schildwach

Datensammelsysteme mit Hilfe der Satellitentechnik sind ein wichtiges Hilfsmittel bei der wissenschaftlichen Erforschung unseres Planeten. Durch die geeignete Auswahl des Arbeitsprinzips des Datensammelsystems kann eine Anpassung an die Forderungen der Nutzer ermöglicht werden.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 207

Technologie Prüftechnologie | **Elektronische Funktionsgruppen** analog/digital

Rechnergestützte Prüfung von Digital-Analog-Wandlern

Tamás Héteny

Im Beitrag wird ein Meßsystem zur Überprüfung von Digital-Analog-Wandlern auf der Grundlage des Kleinrechners PDP 12 beschrieben. Hierbei wird auf die Meßmethoden der Fehleranalyse und der Transformation nach Hadamard eingegangen.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 211

Speichertechnik Magnetische Verfahren

Tragbarer Zweikanal-Magnetbandspeicher

Dr.-Ing. Folker Donner

Der Beitrag beschreibt ein tragbares Kassettenmagnetbandgerät, das zur Speicherung von zwei verschiedenen Analogsignalen dient. Das Stereomagnetbandgerät MK 43 wurde zu diesem Zweck mit einer Zusatzelektronik ausgerüstet, die die aufzuzeichnenden Meßwerte in FM-Signale umsetzt. Der Frequenzbereich des batteriebetriebenen Gerätes reicht von 0...280 Hz.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 214

Technologie Prüftechnologie

Untersuchungen an IS mit Elektronenspiegelmikroskopie und digitaler Bildbearbeitung

P. Kuhlmann, U. Hein, P. Lieckfeldt und A. Günter

In diesem Beitrag wird eine Fehleruntersuchungsmethode für integrierte Schaltungen vorgestellt, die mit Hilfe der Elektronenspiegelmikroskopie arbeitet. Die damit gewonnenen Aussagen werden mit Methoden der digitalen Bildbearbeitung wie Kontrastverstärkung und Falschfarbkodierung verdeutlicht.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 217

Messung nichtelektrischer Größen

Wurfweitenmeßsystem

Dipl.-Phys. Stefan Süß

Für die Olympischen Spiele 1980 in Moskau entwickelte der VEB Carl Zeiss JENA ein Wurfweitenmeßsystem, das die elektronische Messung der Wurfweite in den leichtathletischen Disziplinen Speer, Diskus und Hammer mit einer Genauigkeit von ≤ 10 mm gestattet. Meßprinzip, seine Vorteile und Möglichkeiten der Weiterverarbeitung der Meßdaten werden im Beitrag beschrieben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 219

Mikrorechentechnik

Erweiterungsfähige Mikrorechnergrundstufe

Dr.-Ing. Heinz Pätow

Es werden technische Realisierungsvarianten peripherer Baueinheiten für einen Mikrorechner und insbesondere der Entwurf einer Steuerlogik beschrieben. Die Steuerlogik ist so konzipiert, daß sowohl eine Mikrorechnergrundstufe ohne Speicher (RAM oder ROM) als auch eine komplexere Mikrorechnerstruktur betrieben werden können. Die Erprobung und anschauliche Einzelbefehlabarbeitung werden mit zwei Beispielen demonstriert.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 221

Speichertechnik Halbleiterspeicher | **Mikrorechentechnik** Programmierung

PROM-Programmiergerät

Dr.-Ing. Rudolf Kübart und Dipl.-Ing. Gerhard Nicklisch

In diesem Beitrag wird ein Programmiergerät für REPROMs vorgestellt, das zusammen mit einer 8080-CPU arbeitet. Es ist für die Typenreihe 8708 bzw. 2708 geeignet.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 225

Speichertechnik Optische Verfahren

Einrichtung zur thermoplastischen Bildaufzeichnung

Dipl.-Ing. Johannes Mildner, Dr.-Ing. Waldemar Hinz und Dr.-Ing. habil. Richard Freyer

Unter Bezugnahme auf den Beitrag „Thermoplastfilm zur Hologrammspeicherung" in rfe 27 (1978), H. 10, wird eine automatische Aufzeichnungseinrichtung zur Echtbildaufzeichnung im Mikrofilmformat vorgestellt. Die Information wird in Form eines Oberflächenreliefs gespeichert. Den Schwerpunkt der Ausführungen bildet die Programmablaufsteuerung.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 228

Speichertechnik
Magnetische Verfahren

Elektronische Meßtechnik
analog

Teilautomatisierte Messung und Kontrolle der Betriebsparameter von Magnettonbändern

Petr Zatečka

Das Institut Tesla VUZORT, Prag, entwickelte in Zusammenarbeit mit dem VEB Filmfabrik Wolfen einen Prüfstand zur Untersuchung der Betriebsparameter von Magnettonbändern, der es gestattet, verschiedene Meßvorgänge zu automatisieren. Konzeption und Prinzipaufbau der Anlage werden beschrieben.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 246

Elektroakustik
Elektroakustische Wandler

Einbaumikrofon für Kassettenrecorder

Peter Hinz und Gert Kaszynski

Das im Kombinat VEB Fernmeldewerk Leipzig gefertigte Niederspannungskondensatormikrofon EKR sit auf Grund seiner Kenndaten und Abmessungen vorzüglich zum Einbau in Kassettenrecorder geeignet. Der Aufbau und die Kenndaten des Mikrofons werden mitgeteilt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 253

Elektronische Funktionsgruppen
digital

Dekoder für Siebensegmentausgaben

Eberhard Gerlach

Es werden zwei Dekoderschaltungen vorgestellt, die die Umsetzung der Siebensegmentausgaben zweier MOS-Schaltkreise in dezimale und BCD-Form gestatten.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 249

Antennen und Wellenausbreitung

Vorsicht beim Eigenbau von Fernseh-Ortsversorgungsanlagen

Dr.-Ing. Horst Weißleder

Fernseh-Ortsversorgungsanlagen weisen oftmals Ausfälle an Verstärkern und Leitungsklemmstellen auf. Die Ursache ist häufig die Beeinflussung durch Starkstrom. Der Beitrag geht auf die Beeinflussungsmöglichkeiten dieser Ortsversorgungsanlagen durch Starkstromanlagen ein und gibt Hinweise auf Schutzmaßnahmen.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4. S. 254

Elektronische Funktionsgruppen
digital

Schwellwertschalter mit Schalthysterese

Dipl.-Ing. Günter Turinsky

In diesem Beitrag werden drei verbesserte Schaltungslösungen eines Schwellwertschalters mit Schalthysterese vorgestellt, die einmal mit den Expanderschaltkreisen D 160 C und zum anderen mit den Schaltkreisen D 31 realisiert wurden.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 251

Elektronische Funktionsgruppen
analog/digital

Spannungs-Frequenzwandler

Ing. Harro Kühne

Der beschriebene Spannungs-Frequenzwandler verarbeitet Eingangsgleichspannungen von −2...+2 V. Die Polaritätsumschaltung erfolgt automatisch, wobei die Polarität der anliegenden Gleichspannung von Lumineszenzdioden angezeigt werden kann. Das Ausgangssignal des Umsetzers ist eine TTL-gerechte Rechteckspannung, deren Frequenz der anliegenden Gleichspannung proportional ist. Die Umsetzerkonstante beträgt $f_a/U_e = 10$ kHz/V.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 257

Übertragungsverfahren

Bauelemente und -gruppen
Optoelektronische Bauelemente

Mikrooptische Komponenten der optischen Nachrichtenübertragung

Mit diesem Beitrag werden mikrooptische Komponenten zur Lichtsignalbeeinflussung, -filterung, -verteilung und -verarbeitung wie Gradientenfasern und -stäbe sowie die Realisierung verschiedener Funktionen mit diesen Komponenten vorgestellt.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 252

Elektronische Funktionsgruppen
digital

Digitaler Rauschgenerator in TTL-Technik

Hagen Jakubaschk

Die beschriebene Schaltung erzeugt mit geringem Aufwand eine Rauschspannung, die aus einer statistisch verteilten Zufallsfolge von Rechteckspannungsimpulsen besteht, und ist besonders für NF-Prüfungen, Trickgeräusche und Effektzwecke im NF- und VLF-Bereich geeignet. Das erreichbare Rauschspektrum nimmt einen Bereich von 0 Hz...1 MHz ein.

radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 260

Neuerscheinungen

RFT-Service – Bauteile der Unterhaltungselektronik

Von Karl-Heinz Finke. Etwa 230 Seiten, 366 Bilder, 41 Tafeln, Kunstleder, 18,– M. Bestell-Nr. 552 724 4.
Aufbau, Wirkungsweise, Anwendung, Kennzeichnung, mögliche Fehler und Prüfung.

Probleme der Festkörperelektronik

Band 11. Herausgegeben vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder). Etwa 210 Seiten, 121 Bilder, Broschur, 24,– M. Bestell-Nr. 552 728 7.
Arbeiten über Entwurf, Berechnung, Herstellung und Anwendung mikroelektronischer Schaltkreise.

Elektrische Kontakte

Werkstoffe, Einsatzbedingungen, Zuverlässigkeit. Von Prof. Dr.-Ing. habil. Herbert Höft. Reihe Informationselektronik. Etwa 130 Seiten, 79 Bilder, 34 Tafeln, Broschur, 10,– M. Bestell-Nr. 552 726 0.

Handbuch der Magnetbandspeichertechnik

Von Dr.-Ing. Christian Scholz. Etwa 390 Seiten, 415 bebilderte Tafeln, Leinen, 30,– M, Ausland 48,– M. Bestell-Nr. 552 626 8.
Wissensspeicher über allgemein interessierende und spezielle Fragen der Schall-, Bild- und Datenspeicherung.

Mikrorechner

Wirkungsweise, Programmierung, Applikation. Von Prof. Dr. sc. techn. Wolfgang Schwarz, Doz. Dr. sc. techn. Gernot Meyer und Doz. Dr. sc. techn. Dietrich Eckhardt. Etwa 290 Seiten, 301 Bilder, 10 Tafeln, Kunstleder, etwa 25,– M, Ausland etwa 32,– M. Bestell-Nr. 552 740 4. Erscheint im Herbst.

Standard-Interfaces der Meßtechnik

Von Dr.-Ing. Günther Naumann, Prof. Dr. rer. nat. habil. Wolfgang Meiling und Dipl.-Ing. Andreas Stscherbina. Reihe Meßtechnik. Etwa 280 Seiten, 129 Bilder, 61 Tafeln, Kunstleder, etwa 38,– M. Bestell-Nr. 552 486 6.
Der rationelle Einsatz der Elektronik setzt auch eine Vereinheitlichung der einzelnen Funktionseinheiten voraus. Empfehlungen dieser Art werden unter dem Begriff Standard-Interface zusammengefaßt.

Projektierung von Automatisierungsanlagen

Von einem Autorenkollektiv unter Leitung von Prof. Dr. sc. techn. Rainer Müller. Etwa 280 Seiten, 165 Bilder, Kunstleder, 24,– M, Ausland 30,– M. Bestell-Nr. 552 737 5.

Identifikation

Modellierung von industriellen Prozessen. Von Prof. Dr. N. S. Rajbman und Prof. Dr. V. M. Čadeev. Aus dem Russischen. Etwa 250 Seiten, 47 Bilder, 16 Tafeln, Kunstleder, 34,– M. Bestell-Nr. 552 602 2.

TECHNIK-WÖRTERBUCH Polygrafie

Englisch–Deutsch–Französisch–Russisch–Spanisch–Polnisch–Ungarisch–Slowakisch. Mit etwa 14 000 Fachbegriffen. Herausgegeben von Wolfgang Müller. Etwa 1 090 Seiten, Kunstleder, etwa 90,– M, Ausland etwa 110,– M. Bestell-Nr. 552 758 6. Erscheint im Herbst.

Auslieferung durch den Buchhandel.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN